RADIOTECNICA

R. WIGAND - H. GROSSMANN

PARTE V

TUBI IN REAZIONE TRASMETTITORI E RICEVITORI MODERNI

EDITRICE IL ROSTRO MILANO

RADIOTECNICA

2009

ROLF WIGAND

H. GROSSMANN

RADIOTECNICA

Parte quinta

TUBI IN REAZIONE, TRASMETTITORI E RICEVITORI MODERNI

EDITRICE IL ROSTRO MILANO

1958

Titolo originale dell'opera
RUNDFUNKTECHNIK
Einführung und praktischer Wegweiser
Teil V
Rückgekoppelte Röhren, Sender und moderne Empfänger
ALBRECHT PHILLER - VERLAG, MINDEN (WESTF)

Traduzione di **Giuseppe Baldan**

Tutti i diritti riservati alla
Editrice il Rostro

Tipografia Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Milano

PREMESSA

Controreazione — è questa la parola magica che ha permesso la nascita della radiotecnica. Senza la controreazione non si hanno valvole trasmettitrici e senza trasmissione non si ha radiotecnica. Il piccolo ricevitore e la grossa supereterodina non sono concepibili senza la controreazione. Noi ci preoccuperemo quindi di studiare a fondo in questo volumetto tutte le questioni della controreazione e del suo impiego nella tecnica dei ricevitori. Alla fine del volume precedente avevamo incominciato a conoscere solo la controreazione provocata dalla capacità delle valvole.

Verranno inoltre studiate anche tutte quelle finezze che rendono sempre più piacevole l'ascolto della radio e semplificano il suo comando, come per esempio: controreazione negativa, regolazione automatica di volume, sintonizzazione fine automatica, sintonizzazione a tasti, sintonizzazione con una sola manopola. Alla fine è stato aggiunto un indice analitico di tutti i vocaboli più importanti per tutti i 5 volumi. Esso serve come rapido orientamento per la ricerca di un argomento.

Ed ora auguro ai miei cinque volumetti di aiutare il lettore a realizzare la sua aspirazione di penetrare profondamente in tutte le questioni della radiotecnica, di fornirgli tutte le cognizioni fondamentali per un fruttuoso sviluppo successivo e d'essergli poi sempre utile con il proprio indice analitico.

Rolf Wigand

L'opera completa « Radiotecnica » comprende 5 volumi

1. Concetti fondamentali I N. 2001
2. Concetti fondamentali II N. 2003
3. Antenne, onde, raddrizzatori N. 2005
4. Amplificatori per alta e bassa frequenza N. 2007
5. Valvole con controreazione, trasmettitori e ricevitori moderni N. 2009

INDICE

1. Regolazione dell'attenuazione di un circuito 1
2. Il trasmettitore a valvole 11
3. La modulazione del trasmettitore a valvole 12
4. Il trasmettitore telegrafico 14
5. La controreazione negativa 15
6. La supereterodina 19
7. Valvole moderne per le supereterodine 29
8. Regolazione automatica dell'amplificazione 33
9. Gli indicatori ottici di sintonia 40
10. La sintonizzazione automatica 41
11. Il massimo della comodità: la sintonizzazione a tasti 45
12. Sintonizzazione con una sola manopola 48
13. Conclusione 53
14. Indice nalitico 55

Regolazione dell'attenuazione di un circuito

È possibile regolare la larghezza di banda anche in un ricevitore come quello della fig. 20 della parte IV (quindi senza filtri di banda), naturalmente a scapito della selettività e dell'amplificazione, se si riesce a variare l'attenuazione di uno o di tutti e due i circuiti accordati. Ciò si potrebbe fare inserendo una resistenza variabile in serie o in parallelo al circuito (fig. 1). Si dovrebbe però tenere l'attenuazione

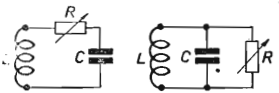


Fig. 1

del circuito molto bassa per potere permettere una regolazione in un largo campo. Purtroppo in questo modo i circuiti vengono sempre *peggiorati*.

È possibile l'*aumento* della qualità di un circuito, cioè una diminuzione della sua attenuazione solo se si può aggiungere alla resistenza che si trova già nel circuito un'altra resistenza che si sottragga ad essa, cioè una « *resistenza negativa* ». Nella nostra pratica non abbiamo ancora incontrato tali resistenze ma abbiamo già conosciuto nella valvola amplificatrice un mezzo per trasformare la potenza in corrente continua prelevata dalla batteria anodica in potenza in corrente alternata. Ora basterebbe fare in modo che la valvola riesca a fornire tutta o parte della potenza in corrente alternata che va perduta (trasformata in calore) nella

resistenza di perdita del circuito accordato. Nel primo caso l'oscillazione presente nel circuito vi verrebbe mantenuta continuamente, nel secondo caso l'attenuazione verrebbe corrispondentemente ridotta (*riduzione dell'attenuazione*). Avremmo così trovata la resistenza negativa cercata!

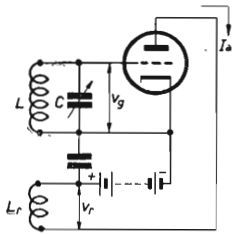


Fig. 2

Portiamo ad una valvola una tensione alternata di griglia V_g, per esempio quella presente in un circuito oscillante LC, si ha allora una corrente anodica I_a. Se questa passa attraverso una bobina L_r si genera in essa una tensione v_r che, come abbiamo già visto, è di fase opposta a v_g. Se accoppiamo la bobina di placca con quella di griglia, anche la corrente anodica induce nella bobina di griglia L una f.e.m. che viene portata in griglia. Con un'adatta orientazione dei terminali di L e L_r si può fare in modo che questa f.e.m. sia in fase con la tensione di griglia. Nella fig. 3 sono rappresentati i fenomeni che si hanno sulla valvola; essi sono visti per modo di dire con la lente. La tensione di griglia originaria è I, la corrente anodica provocata I_I e la tensione alternata trasmessa da L_r alla griglia è v_{II} (essa deve avere una fase opposta alla tensione anodica) in modo che alla fine la griglia è comandata da una tensione maggiore (II) e provoca una maggiore corrente anodica I_{II} che ha come conseguenza una maggiore tensione di griglia (v_{III} e III) e così via.

Ad ogni periodo diventa maggiore l'ampiezza della tensione di griglia e della corrente anodica (fig. 3) l'oscillazione

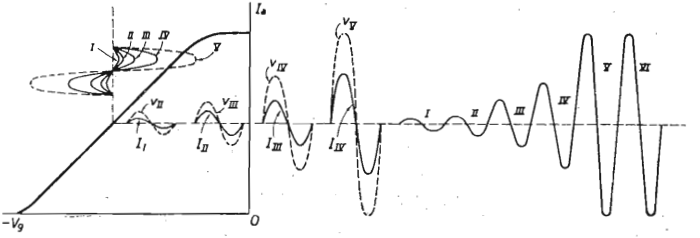


Fig. 3

si dondola per conto proprio come su un'altalena che viene spinta al momento giusto e che quindi oscilla con ampiezze sempre maggiori.

Si dovrebbe ammettere che si raggiunge un limite non appena la valvola è completamente comandata (fig. 4), in

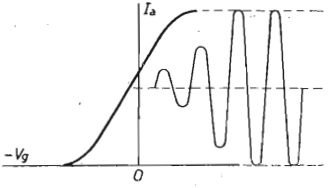


Fig. 4

pratica si va più avanti ancora fino a che la valvola è molto saturata e l'oscillazione è rettangolare e contiene quindi, come abbiamo già visto, una alta percentuale di armoniche. Poichè il circuito di griglia è sintonizzato sulla frequenza fondamentale, la tensione della griglia resterà sempre sinusoidale, perchè le armoniche della corrente anodica ven-

gono praticamente cortocircuitate dal circuito. Un'altra limitazione si ha quando la griglia viene a lavorare nel campo delle tensioni positive e quando la tensione anodica v_a scende fino alla tensione di griglia v_g (fig. 5), quest'ultima assorbe allora buona parte della corrente.

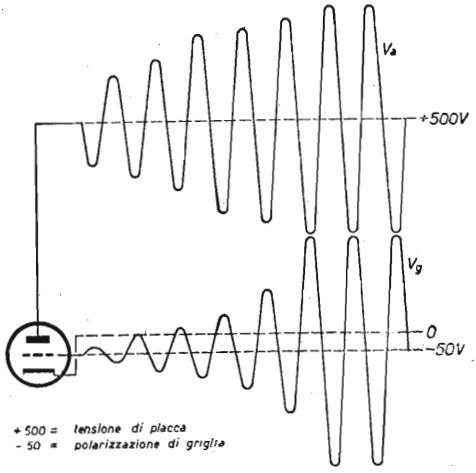


Fig. 5

Questo sistema di trasmissione della tensione anodica amplificata dal circuito anodico al circuito di griglia si chiama « *controreazione* ». Si deve fare attenzione che la tensione di controreazione sia sempre di fase opposta rispetto alla tensione anodica cioè che sia in fase con la tensione di griglia e la corrente anodica, nel caso opposto la tensione di controreazione si sottrarebbe alla tensione di griglia e l'annullerebbe tutta o in parte. Però non è ciò che si desidera. Tuttavia in casi speciali si usa anche questa « *controreazione negativa* ».

Se accoppiamo in modo molto lasco la bobina di controreazione L_r con quella del circuito, l'oscillazione in esso presente si smorza subito a causa dell'attenuazione del circuito (fig. 6*a*). Un circuito ideale senza attenuazione manterebbe l'oscillazione sempre alla stessa ampiezza (fig. 6*b*). Collegando ad un circuito oscillante una resistenza negativa (A della fig. 6*c*), per esempio una valvola controreazionata,

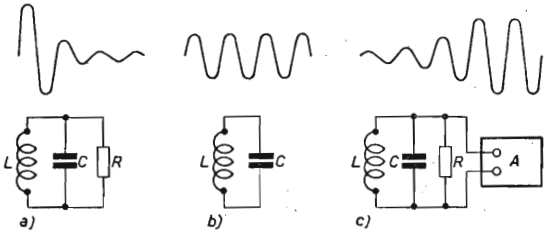


Fig. 6

si può scegliere il suo valore in modo da ottenere una oscillazione di ampiezza crescente. Però con una valvola controreazionata si possono ottenere anche le condizioni della fig. 6*b*. L'ampiezza dell'oscillazione è determinata dalle tensioni di alimentazione della valvola (vedi fig. 5). Si indica come « *rapporto di controreazione* » K la parte di tensione anodica che viene riportata in griglia.

Regolando opportunamente l'accoppiamento fra L e L_r si può trovare una condizione intermedia ai due casi estremi della fig. 6*a* e 6*c*, condizione alla quale le perdite che si hanno nel circuito vengono coperte o compensate in gran parte dalla valvola. Teoricamente si potrebbe arrivare a compensare esattamente tutte le perdite. Però a causa delle piccole variazioni delle tensioni di esercizio questa condizione sarebbe troppo instabile, potrebbero generarsi molto facil-

mente delle oscillazioni di ampiezza crescente, una condizione che non si può ammettere nella ricezione radiofonica, perchè non si desiderano oscillazioni diverse da quella in arrivo e si vuole solo ottenere una « *disattenuazione* ». In pratica con una buona regolazione della controreazione non si diminuisce l'attenuazione al di sotto di 1/20, cioè non si aumenta la qualità del circuito di più di 20 volte. Nello stesso rapporto aumentano naturalmente anche l'amplificazione e la selettività.

Nella fig. 7 è rappresentata la curva di risonanza di un

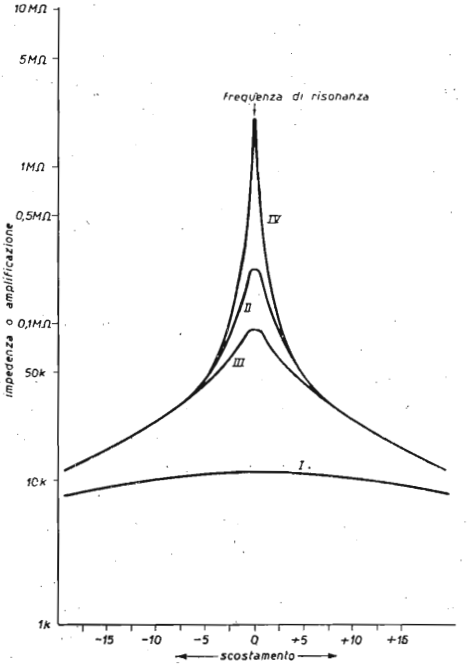


Fig. 7

circuito con una qualità $Q = 15{,}5$ (curva I, frequenza di risonanza 600 kHz) e la curva (II) con controreazione per la quale la qualità è aumentata a 310.

A scopo di confronto si è disegnata anche la curva (III) di un circuito con $Q = 125$ e la curva dello stesso circuito con un'amplificazione maggiore ($Q = 2500$, curva IV).

Dalle curve si può vedere subito che è un errore molto grave il fatto che si pensa troppo spesso che sia possibile disattenuare con una controreazione adatta un circuito qualsiasi, per quanto scadente sia, in modo da ottenere una buona amplificazione e selettività. Sembrerebbe che non avessero importanza le qualità della bobina e del condensatore impiegate. Questo però è un grave equivoco, perchè è vero solo *teoricamente* che si può eliminare l'attenuazione di un circuito senza portarlo all'autoeccitazione. In pratica la disattenuazione si può utilizzare solo entro certi limiti, quindi quanto più un circuito è buono per se stesso tanto più avanti si può spingere l'amplificazione e la selettività con la controreazione, anche prescindendo dal fatto che la giusta regolazione della controreazione è più facile con un circuito buono che con uno cattivo che deve essere molto disattenuato.

Noi abbiamo già conosciuto la valvola che lavora come audion o come amplificatore-raddrizzatore e che compie due funzioni: demodulazione e amplificazione. Se ora inseriamo nel circuito di placca di un audion una bobina di controreazione L_r accoppiata con il circuito di griglia (fig. 8) si può diminuire l'attenuazione del circuito di griglia a circa 1/20 e con ciò aumentare la selettività e l'amplificazione (*audion a controreazione*). La valvola può ora fornire una maggiore amplificazione e una migliore selettività.

In pratica si controreaziona spesso l'audion ma non l'amplificatore-raddrizzatore, perchè in quest'ultimo si ha un certo spostamento della controreazione: avvicinando L a L_r, ad un certo momento a causa della forte controreazione

si stabilisce l'oscillazione (« *innesco* »), il circuito fornisce un'oscillazione non attenuata la cui ampiezza è limitata solo dai dati della valvola e dalla tensione di polarizzazione che si stabilisce sulla resistenza di griglia R_g. Se ora si riallenta l'accoppiamento fino a che le oscillazioni spariscono si ottiene la condizione di massima amplificazione, la « sensibilità » per i segnali deboli è massima. La posizione della bobina alla quale si ha l'innesco e quella alla quale esso sparisce sono praticamente coincidenti nell'audion, invece nel raddrizzatore di placca bisogna riallontanare di molto le bobine, ossia rendere molto più lasco l'accoppiamento per far sparire il fischio. Si parla di innesco « *stabile* » rispetto allo innesco « *labile* » dell'audion. Però anche in quest'ultimo si può avere un innesco stabile, (specialmente nelle valvole a riscaldamento diretto) che è di solito dovuto ad una non esatta regolazione della tensione di griglia. Scegliendo bene la resistenza di griglia oppure collegando la linea di ritorno della griglia al cursore di un potenziometro messo in parallelo al filamento (molto usato nei ricevitori a batteria) si può facilmente regolare bene l'innesco. Però anche un innesco troppo labile non è molto favorevole, perchè ne rimette l'amplificazione.

Praticamente la condizione ottima si ha quando l'innesco inizia con un gracchiare basso.

Il condensatore C_r della fig. 8 permette il libero passaggio dell'alta frequenza presente nel circuito anodico dell'audion (confr. parte III fig. 38) e che passa attraverso L_r ma che non potrebbe passare per la cuffia o per il traslatore in bassa frequenza. Se esso manca non funziona la controreazione perchè l'alta frequenza viene bloccata nel circuito anodico. Si può quindi rendere fissa la posizione reciproca delle due bobine L_r e L e rendere variabile C_r (*condensatore di controreazione*) con esso si ha ugualmente la possibilità di regolare la controreazione. Un altro metodo che è stato impiegato anche nell'audion della fig. 20 della parte IV è quello della

nserzione di una bobina ad AF D nel circuito di placca verso la cuffia. In essa non può quindi passare corrente in AF. La distanza fra le bobine resta costante e la controreazione si regola solo con il condensatore di controreazione C_r. Quando esso ha una bassa capacità (piastre estratte), l'impedenza per l'AF è elevata, l'oscillazione si smorza perchè su L_r può passare solo una corrente che induce in L una tensione insufficiente a mantenere l'oscillazione. Solo raramente si rende C fisso e variabile la distanza fra le bobine. Nella fig. 20 della parte IV sono naturalmente presenti oltre alle due bobine di accordo anche due bobine di controreazione una delle quali viene cortocircuitata con S per la gamma delle onde medie.

Noi vorremmo ora correggere un errore di espressione

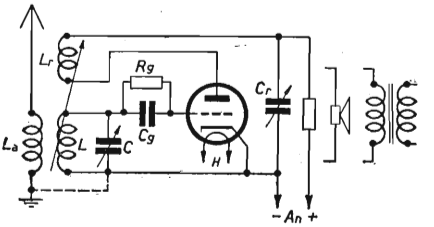


Fig. 8

molto frequente. Parlando di un circuito con condensatore variabile come quelli delle fig. 8 e 9 si dice molto spesso che si tratta di un « audion con *controreazione capacitiva* ». Ciò è falso. La controreazione avviene attrav erso L_r, è cioè induttiva, il condensatore serve solo a regolare la controreazione, sarebbe quindi giusto dire: « *controreazione induttiva* con regolazione capacitiva ».

Ricordiamo ancora che i circuiti vengono spesso chiamati in altri modi (di solito con i nomi degli inventori) e che ci

sono anche delle varianti, che però possono sempre ricondursi ai due tipi fondamentali visti quì. Noi abbiamo visto una vera controreazione capacitiva nella pag. 4 della parte IV, in essa la controreazione è dovuta ad un condensatore e non ad una bobina. Continuiamo ora ad occuparci delle varie possibilità che offre la controreazione.

Più indietro, parlando della ricezione di segnali non modulati come per esempio quelli che vengono trasmessi da trasmettitori telegrafici, avevamo visto che « sovrapponendo » nel luogo di ricezione un'altra frequenza che differisca poco da quella ricevuta si ha un battimento e dopo la demodulazione un tono. Non avevamo spiegato come si generavano le frequenze. In principio si usavano delle piccole macchine generatrici ad alta frequenza, ma la spesa era naturalmente molto elevata.

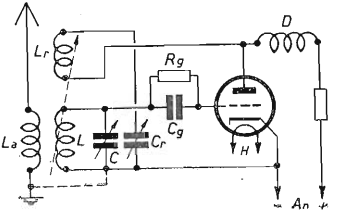


Fig. 9

Ora abbiamo invece la possibilità di ottenere con le valvole, o parlando più esattamente ,con le valvole controreazionate, delle oscillazioni non attenuate « *autoeccitazione* ». Quindi per ricevere una frequenza di 100 kHz possiamo far oscillare una valvola con il circuito accordato su 101 kHz, portare la sua energia all'antenna e raddrizzare il battimento che si genera con rivelatori, audion ecc. in modo da rendere udibile la frequenza di 1 kHz. Non è però nemmeno neces-

sario tutto questo lungo giro, perchè come sappiamo già si può fare oscillare l'audion stesso (audion-oscillatore). Con un audion oscillante il cui circuito sia accordato ad una frequenza spostata di 1 kHz rispetto alla frequenza da ricevere è ancora possibile la ricezione con il battimento; l'audion è quindi per le sue molteplicità di impiego un elemento insuperato per la sua utilità nella ricezione.

Il trasmettitore a valvole

La valvola può generare delle oscillazioni; può quindi essere usata come trasmettitore (*trasmettitore a valvola* al posto del *trasmettitore con macchina* per alta frequenza)? Si, e precisamente con un circuito molto simile a quello di un audion controreazionato.

Qui (fig. 10*a*) si è inserito il circuito accordato *LC* nel circuito di placca della valvola per avere una migliore pro-

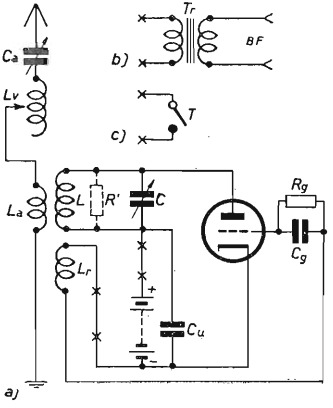


Fig. 10

duzione di potenza (che non interessa nell'audion). All'inserzione delle tensioni si carica C che poi si scarica su L. Con ciò si induce in L_r una f.e.m. che arriva alla griglia e che fa amplificare la corrente alternata anodica, questa amplificata induce un altra tensione in griglia e così via, in altre parole si stabilisce una oscillazione. Nel circuito oscillante è presente dell'energia in alta frequenza. Se ora si accoppia con L un circuito di antenna accordato (attraverso il condensatore C_a, la bobina di allungamento d'antenna L_v e la bobina di accoppiamento d'antenna L_a) sulla stessa frequenza del circuito LC allora la resistenza del circuito di antenna quindi anche la resistenza di irradiazione (confr. parte III pag. 4) viene (per effetto di trasformazione) « inserita nel circuito oscillante » (R') e si ha perciò in essa una « perdita » di potenza in alta frequenza. Questa parte di potenza in AF che sparisce dal circuito oscillante viene trasformata nel circuito di antenna e precisamente una parte viene trasformata in calore nella resistenza di perdita ed una parte viene irradiata dalla resistenza di irradiazione dell'antenna come energia elettromagnetica in AF. Anche qui per ottenere la giusta polarizzazione della griglia si usa il circuito R_g C_g però con dei valori più bassi per R_g rispetto al caso dell'audion.

La moduluzione del trasmettitore a valvole

Se al posto del filo che collega i due morsetti XX del circuito si inserisce una batteria ausiliaria una volta con il proprio polo positivo e un'altra con il polo negativo diretto verso il polo positivo della batteria anodica, si ha nel primo caso una diminuzione dell'energia irradiata e nel secondo caso un aumento e precisamente la corrente in alta frequenza dell'antenna è simile a quella che avevamo prevista nella fig. 7 della parte III e segue le variazioni della tensione secondo una linea retta che si piega solo per le alte differenze

di tensione. Se ora con un trasformatore adatto (T_r) (fig. 10*b*) si porta sui punti XX una tensione in BF prelevata dalla valvola finale di un potente amplificatore in BF la tensione in AF del trasmettitore a valvola seguirà con la sua ampiezza il ritmo della BF, essa viene cioè modulata («*modulazione per tensione anodica* »). Nel caso estremo in cui la tensione alternata in BF nel circuito di anodica uguaglia la tensione continua della batteria di placca si ottiene una modulazione del 100%, però questo viene di solito evitato perchè la « *linea di modulazione* » (vedi fig. 7 parte III) si piega prima. Per « *profondità di modulazione* » troppo forti o per linee di modulazione non rettilinee si hanno delle distorsioni completamente simili a quelle provocate da una curva caratteristica non rettilinea di una valvola. Poichè però ci sono già nel ricevitore sufficienti cause di distorsione ci si preoccupa di ottenere nella « *trasmissione telefonica* » l'irradiazione di un'alta frequenza modulata il più possibile indistorta.

Variando la tensione di griglia si può variare entro larghi limiti la potenza in alta frequenza. Noi potremmo quindi ottenere anche una « *modulazione per tensione di griglia* » inserendo il trasformatore fra i punti XX del circuito di griglia (prima di L_r). Nelle valvole con più griglie è possibile anche una « *modulazione di griglia schermo* » ed una « *modulazione di griglia soppressione* ». Oggi vengono impiegati in pratica tutti questi tipi di modulazione ed anche la combinazione di modulazione di placca e di gr iglia schermo, mentre invece non interessano più altri metodi impiegati prima.

Oggi in pratica si usano trasmettitori a più stadi nei quali una prima valvola (*trasmettitrice pilota*) genera una piccola tensione in AF che poi viene amplificata nel seguente « *amplificatore di potenza* » fino ad ottenere la potenza di antenna desiderata. Anche la modulazione non avviene sulla prima valvola ma in uno stadio successivo ,lo « *stadio di modulazione* ». Abbiamo detto ciò solo a scopo di completezza.

Il trasmettitore telegrafico

Se si interrompe il circuito di placca o di griglia nei punti XX e se vi si inserisce al posto del « *traslatore di modulazione* » un tasto (fig. 10*c*) si ha che a tasto aperto non può essere irradiata alcuna potenza, invece a tasto premuto si ha l'innesco delle oscillazioni, esse possono quindi essere trasmesse per esempio nel ritmo dei segnali Morse. I trasmettitori telegrafici sono oggi quasi esclusivamente a più stadi per evitare che delle variazioni del circuito di antenna possano provocare delle variazioni di frequenza (infatti la capacità dell'antenna viene inserita attraverso il trasformatore nel circuito oscillante); quando varia qualcosa nell'antenna, per esempio a causa delle oscillazioni provocate dal vento, si ha una variazione della capacita dell'antenna e quindi anche della capacità oscillante e della frequenza.

Dalla fig. 5 si vede che la tensione alternata di placca non deve essere tanto elevata da permettere che il suo valore più negativo possa scendere al disotto del valore massimo positivo della tensione di griglia, perchè le due tensioni sono opposte di fase. Se la tensione anodica raggiungesse valori superiori (cioè se *R'* nella fig. 10*a* fosse troppo grande) nel momento in cui la tensione anodica istantanea diventa minore della tensione di griglia si avrebbe una forte corrente di griglia, essa assorbirebbe cioè una parte della potenza e la potenza irradiata diminuirebbe. Anche se *R'* è troppo piccola e la tensione anodica non « arriva » alla tensione di griglia la potenza irradiata è minore della massima possibile (si parla di condizione di supertensione o di sottotensione). La massima irradiazione di potenza si ha quando (vedi fig. 5) la tensione anodica arriva esattamente alla tensione di griglia cioè quando si riesce a regolare l'esatta « *tensione*

limite di griglia ». Ciò si può ottenere facilmente scegliendo esattamente l'antenna e la controreazione. Si dice allora che la valvola è « *disaccoppiata* » al punto ottimo. Nella pratica si raggiunge più rapidamente questo stato, provando che non facendo dei calcoli complicati e difficili che non sempre portano a dei risultati esatti. E così è finito il nostro discorso sui trasmettitori a valvola.

La controreazione negativa

Se nei circuiti delle fig. 2, 8, 9 o 10 si scambiano i terminali della bobina di controreazione L_r la parte della tensione di placca che viene trasmessa alla griglia non ha più la stessa fase della tensione di griglia, non oscilla più sincronicamente ma in senso opposto, la tensione di griglia viene diminuita. Se c'è un circuito accordato esso viene attenuato. Nella pratica viene utilizzato anche questo effetto. In un amplificatore a due stadi come quello della fig. 11*a* la tensione alternata v_{g1} fra la griglia e il catodo è naturalmente uguale alla tensione in entrata v_e, poichè la capacità C_{k1} è così grande che esso rappresenta praticamente un corto circuito per la corrente alternata. Sull'avvolgimento primario del trasformatore d'uscita T_r si ha la tensione anodica della seconda valvola che trasmette la potenza all'altoparlante.

Nell'avvolgimento ausiliario Z viene indotta una percentuale a. v_{a2} della tensione anodica che dipende dal rapporto di trasformazione a. Se ora si inserisce sul circuito catodico della prima valvola una resistenza R (che però non deve essere messa in parallelo con un grosso condensatore) e se si collega ad essa l'avvolgimento Z in modo che la tensione $a\ v_{a2}$ sia opposta di fase rispetto alla tensione v_e (fig. 11*b*) arriva alla griglia della prima valvola la differenza

di v_e e av_{a_2}, quindi la tensione v_{g_1} è minore del caso precedente. Si ha cioè una diminuzione dell'amplificazione. A prima vista un tale procedimento potrebbe sembrare senza senso, perchè l'amplificatore è costruito per dare una dat a amplificazione e non si capisce perchè si dovrebbe rinunciare ad una parte di essa.

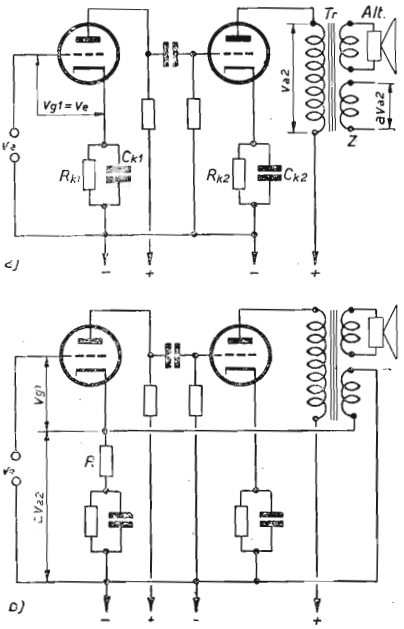


Fig. 11

È noto che normalmente un amplificatore non è esente da distorsioni, cioè una tensione di entrata v_e perfettamente sinusoidale può dare una corrente anodica I_a e quindi an-

che una tensione anodica deformata (fig. 12, in questo caso non è presente alcun circuito accordato che mantiene sinusoidale la tensione).

Portiamo ora una parte ($a\ v_a$) di questa tensione deformata all'entrata dell'amplificatore (sfasata di 180°) in modo che la tensione non distorta e la distorta si sottraggano

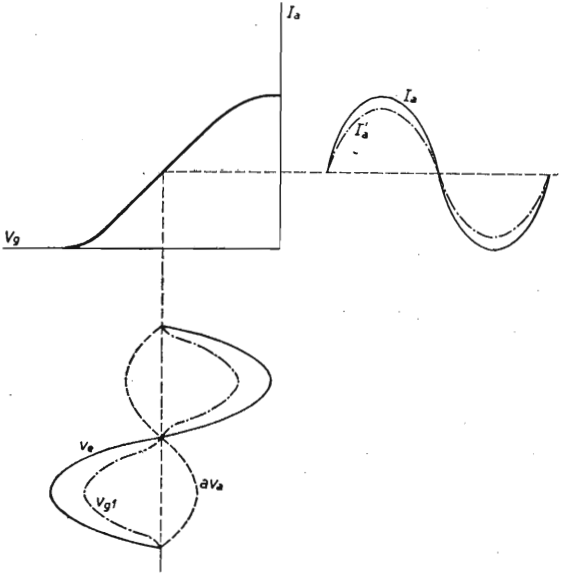


Fig. 12

per dare una tensione risultante pure distorta v_{g1}. Questa però è distorta in modo che in unione alla curva non rettilinea della valvola, dà origine ad una corrente anodica I_a sinusoidale non distorta!!!

La « *controreazione negativa* » non è quindi senza senso, essa viene impiegata per la diminuzione delle distorsioni e l'anche per l'attenuazione di circuiti oscillanti nei quali non si desiderano delle curve di risonanza molto appuntite, per esempio negli altoparlanti che hanno pure delle punte di risonanza. La percentuale di tensione di uscita utilizzata per la controreazione si chiama « *fattore di controreazione* ».

Se nella fig. 11*b* si collega in parallelo a *R* una bobina di induzione che abbia una piccola reattanza alle basse frequenze, si ottiene a causa di questo parallelo una minore controreazione alle basse frequenze (e quindi una maggiore amplificazione), si potrebbe cioè in questo modo compensare « *correggere* » una tendenza propria dell'amplificatore di amplificare meno le basse frequenze (distorsione lineare). Se invece si mette in parallelo a *R* al posto della bobina un condensatore si ha naturalmente l'effetto opposto: la controreazione diminuisce alle alte frequenze e aumenta l'amplificazione.

Ci sono anche altri tipi di controreazione, per esempio la controreazione viene fatta spesso non su due valvole come nella fig. 11 ma su una sola e si impiegano svariati artifici per correggere l'andamento in funzione della frequenza, per esempio si rende regolabile la controreazione per le alte e le basse frequenze per influenzare la riproduzione del suono « *correttori* ». Però si oltrepasserebbero i limiti del libro se si volesse trattare dettagliatamente tutte queste varianti, fondamentalmente ciò che si ottiene con la controreazione negativa è una diminuzione della distorsione ed in parte una « correzione ».

La supereterodina

Se noi riceviamo con un rivelatore qualsiasi (per esempio l'audion A della fig. 13) una frequenza portante *E* di un trasmettitore radio che non sia modulato od anche l'oscillazione non attenuata di una stazione telegrafica non sentiamo niente nella cuffia *H*. Non cambia niente anche se noi accordiamo il circuito oscillante II di una valvola oscillante *OR* sulla stessa frequenza e trasmettiamo questa tensione per esempio per mezzo di un accoppiamento induttivo *M* al circuito accordato I dell'audion. Noi non sentiamo niente anche se l'audion è provvisto di una controreazione (disegnata tratteggiata) regolata poco prima dell'innesco. Supponiamo ora che la frequenza ricevuta sia di 100 kHz e che il circuito II dell'oscillatore si possa accordare su frequenze da 70 a 600 kHz. Non appena la frequenza dell'oscillatore *O* viene portata al valore di 101 o 99 kHz, si ha nel circuito I un battimento di 1 kHz e quando lo scostamento diventa di 5, 10, 15, 20 kHz si ha un battimento *Z* di 5, 10, 15, 20 kHz ecc., e dopo il raddrizzamento nell'audion si sente nella cuffia un tono di altezza corrispondente (fig. 14*a*). Poichè lo orecchio umano percepisce solo le oscillazioni da 16-30 Hz a 12-20 kHz noi non sentiamo niente finchè la differenza delle due frequenze è molto piccola e cominciamo ad udire un tono basso solo per una differenza di 16-30 Hz, tono che diventa via via più alto all'aumentare della differenza.

Se noi spostiamo la frequenza dell'oscillatore da 70 a 130 kHz non sentiamo dapprima niente perchè un battimento di 30 kHz non è percepibile dal nostro orecchio anche se la cuffia riesce ancora a trasmetterlo; poi si ha un tono molto alto che diventa via via più basso fino a che non si sente più.

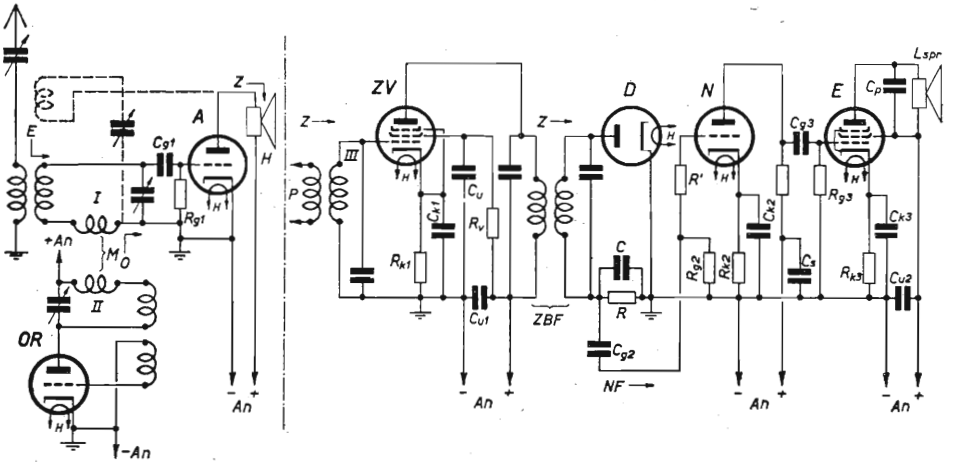

E
I
+An
M
O
II
OR
H
-An
Cg1
A
Rg1
Z
H
An
P
III
Z
ZV
Cu
Ck1
Rv
Rk1
Cu1
ZBF
Z
D
C
R
Cg2
NF
N
R'
Rg2
Rk2
Ck2
Cg3
Cs
E
Cp
Lspr
Rg3
Ck3
Rk3
Cu2
An

Fig. 13

La posizione per la quale non si sente più niente si chiama punto di battimento nullo, poi l'altezza del tono aumenta ancora fino a che essa diventa troppo alta per la nostra facoltà di percezione. È però certo che esiste sempre un battimento fra la frequenza di ricezione e quella dell'oscillatore, battimento che è uguale alla differenza *O-E* o rispettivamente *E-O* (quando *E* è maggiore di *O*) e che noi non possiamo più udire.

Quindi, ruotando completamente il condensatore dello oscillatore fra 70 e 600 kHz, si ottengono le condizioni della fig. 14*b*. Solo una piccola parte delle frequenze di battimento giace nel campo di udibilità, alle altre frequenze fuori di questo campo non reagisce più nè il nostro orecchio nè la membrana della cuffia, esse sono delle oscillazioni in alta frequenza. Quindi con una adatta regolazione della frequenza dell'oscillatore l'audion fornisce nel circuito anodico un'alta frequenza *Z*; questa può essere amplificata nel solito modo, per esempio per mezzo di un ricevitore come quello della fig. 20 parte IV, mescolata una seconda volta con un audion oscillante ed essere ricevuta sotto forma di un tono di battimento basso e udibile.

Se la frequenza ricevuta usata per la mescolazione è modulata, la nuova frequenza, la cosidetta « *media frequenza* » MF è pure modulata e per la sua ricezione si può rinunciare all'audion oscillante. Quindi secondo la fig. 13 (a destra della linea a tratto e punto) la media frequenza *Z* viene prelevata dal « *primo rivelatore* » per mezzo di un traslatore risonante *U* (il cui avvolgimento primario *P* va inserito al posto della cuffia nel circuito di placca dell'audion e il cui secondario III è accordato su *Z*), poi viene amplificata in un « *amplificatore di media frequenza* » *ZV* che ha un « *filtro di banda per la media frequenza* » ed infine demodulata nel diodo successivo « *secondo demodulatore* ». La tensione a bassa frequenza che ne risulta viene poi amplificata nella valvola amplificatrice di bassa frequenza *N* e portata alla griglia della

valvola finale E nel cui circuito anodico si trova l'altoparlante *Lspr* (la valvola ha una griglia schermo la cui tensione può essere uguale anche a quella della placca). Con un tale ricevitore si può quindi ottenere in ogni caso un'alta amplificazione. Poichè esso assomiglia ad un « *ricevitore a batti-*

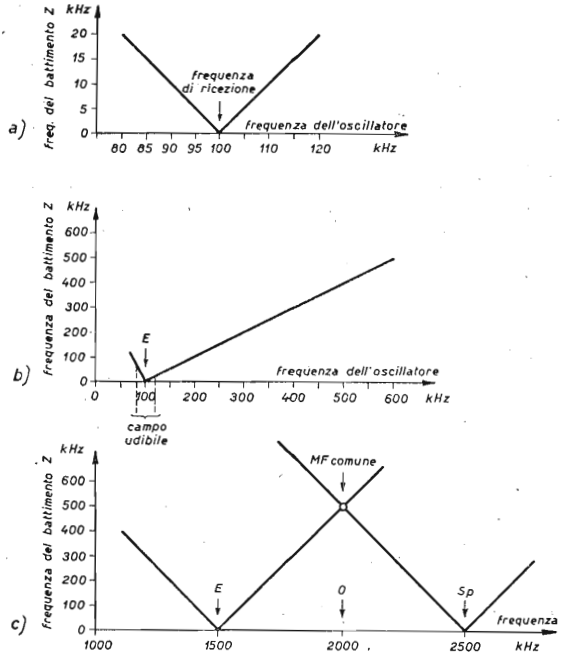


Fig. 14

mento » (però con un battimento di frequenza superiore a quelle udibili) esso si chiama analogamente al ricevitore eterodina (parte III pag. 16) « *ricevitore eterodina supersonico* » od anche più semplicemente « *supereterodina* ». Qual-

che volta si usa anche l'espressione « *ricevitore a conversione* » perchè infatti in esso si ha la conversione della frequenza ricevuta in un'altra frequenza. Non si è invece mai affermata la denominazione « *ricevitore a media frequenza* ».

Supponiamo ora che per un amplificatore di media frequenza (MF) regolato per una frequenza $Z = 500$ kHz lo oscillatore fornisca una frequenza di 2000 kHz. Allora una frequenza $E = 1500$ kHz ricevuta sull'antenna del primo rivelatore darebbe proprio luogo ad una frequenza di battimento di 500 kHz che possiamo amplificare con l'amplificatore di MF. Però anche un trasmettitore con una frequenza $Sp = 2500$ kHz dà origine, battendo con la frequenza dell'oscillatore, ad una media frequenza di 500 kHz in modo che i due trasmettitori potrebbero essere uditi contemporaneamente (fig. 14*c*). Però contro questo spiacevole inconveniente è stato previsto il circuito accordato (« *precircuito* » I) prima del primo rivelatore, esso infatti fornisce ad *A* una alta tensione alternata solo della frequenza per la quale è in risonanza, è accordato. Con le altre frequenze si hanno delle tensioni minori secondo l'andamento della curva di risonanza, cioè secondo la bontà o la selettività del primo circuito. Se arrivano contemporaneamente al ricevitore una frequenza di 1500 kHz ed una « *frequenza speculare* » di 2501 kHz si ha la prima volta una media frequenza di 500 kHz (con una frequenza dell'oscillatore di 2000 kHz) e la seconda volta una media frequenza di 501 kHz, si avrebbe quindi nell'amplificatore di MF un battimento di 1 kHz che naturalmente disturba (« *disturbo della frequenza speculare* », « *punto di fischio* »). Questo tipo di disturbo è caratteristico di questo genere di ricevitore; esso si può eliminare solo aumentando la selettività del primo circuito, la « *preselezione* », fino ad attenuare in modo sufficiente la frequenza speculare affinchè non possa più disturbare. La misura di questa selettività si chiama anche « *selezione di frequenza speculare* ».

Si vede chiaramente che la frequenza speculare si trova dall'altra parte della frequenza dell'oscillatore spostata di un tratto uguale alla media frequenza, cioè essa è distanziata

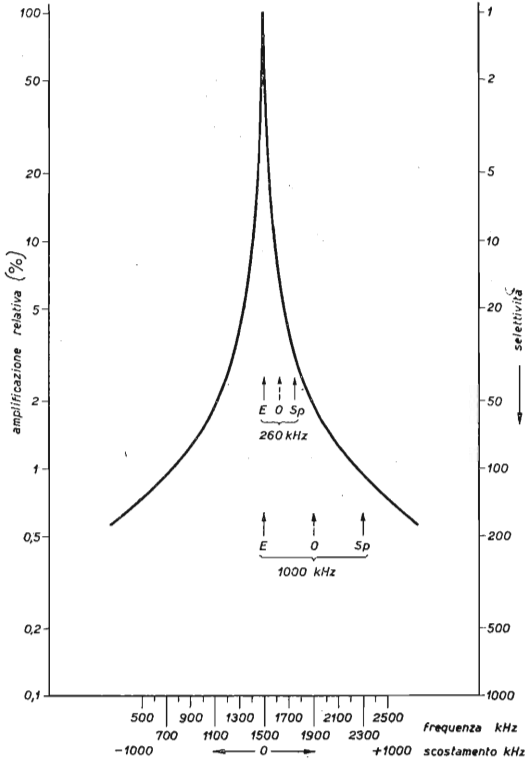


Fig. 15

dalla frequenza di ricezione di un tratto uguale al doppio della media frequenza. Se quindi si sceglie una media frequenza minore di 500 kHz allora sia la frequenza dell'oscil-

latore che quella speculare si avvicinano alla frequenza di ricezione. Poichè però la selettività rispetto a queste frequenze che sono più vicine alla frequenza di risonanza del precircuito è minore, si ottiene con una bassa media frequenza anche una bassa selezione della frequenza speculare, oppure si deve usare o un migliore precircuito (eventualmente disattenuato con una valvola) o più precircuiti (per esempio in unione ad una valvola come nella fig. 20 parte IV, oppure in forma di un circuito di banda come nella fig. 30 parte IV).

Consideriamo un esempio preso dalla pratica, precisamente un precircuito con una qualità $Q = 100$ e costruiamo la curva di risonanza per una frequenza di ricezione di 1500 kHz (fig. 15). Se la frequenza intermedia è di 130 kHz, cioè la frequenza dell'oscillatore di 1630 kHz, la frequenza speculare è superiore di 260 kHz rispetto alla frequenza di ricezione, essa cioè vale 1760 kHz. Per questo valore la curva di risonanza ha una selettività di 36 e rispettivamente una attenuazione del 2,8% (di un trasmettitore di uguale potenza di quello che si vuole ricevere). Per una media frequenza di 500 kHz, una frequenza dell'oscillatore di 2000 kHz ed una frequenza speculare di 2500 kHz si ha una attenuazione a circa il 0,7% cioè una selezione di frequenza speculare di 143. Poichè non si può spendere quanto si vuole per i precircuiti, perchè altrimenti il costo diventa troppo elevato, si deve rinunciare alle medie frequenze troppo basse che sarebbero più favorevoli per dare delle amplificazioni e delle selettività molto alte (parte IV pag. 42). Si deve cioè scendere ad un compromesso ed impiegare delle medie frequenze più alte per avere una sufficiente selezione di frequenza speculare.

Da queste considerazioni appare subito chiaro che nella supereterodina si devono distinguere due specie di selettività. La selettività rispetto alle frequenze molto vicine alla frequenza ricevuta è dovuta all'amplificatore di media frequenza. Infatti la distanza fra la frequenza ricevuta e le

frequenze vicine rimane inalterata anche nell'amplificatore di MF: dalle frequenze di 1500 e 1491 kHz si ottengono dopo il battimento con una frequenza di 2000 kHz le due frequenze di 500 e 509 kHz, rispettivamente da due frequenze di 150 e 141 kHz si ottengono con una frequenza dell'oscillatore di 1650 kHz le due frequenze di 500 e 509 kHz: resta cioè invariata la distanza fra le frequenze. Nell'amplificatore di MF, poichè la frequenza è costante, si possono usare dei filtri di banda che non sono molto costosi, perchè non devono essere variabili. Il o i precircuiti hanno invece il compito di provvedere sopratutto una preselezione sufficientemente alta, cioè di assicurare una buona selettività per le frequenze molto lontane da quella di ricezione. Tuttavia anche il precircuito ha un effetto non trascurabile sulla selettività rispetto alle frequenze vicine specialmente per il campo delle onde medie e lunghe; per le onde corte invece, per le quali l'attenuazione del circuito è relativamente alta e la frequenza alta, la selettività che si ottiene anche con tre circuiti è sempre minima. Per esempio un buon circuito con una qualità $Q = 250$ ha a 10 MHz (3m) una larghezza di banda di 40 kHz e anche con tre di questi circuiti si ottiene per un trasmettitore distante 9 kHz una attenuazione a solo il 75%.

Se nella supereterodina della fig. 13 si rende il circuito I accordabile sulle onde medie e lunghe (con una commutazione simile a quella della fig. 20 parte IV) e il circuito II dell'oscillatore accordabile su una frequenza sempre superiore di un tratto pari alla media frequenza, si può regolare per ogni frequenza in entrata E una frequenza dell'oscillatore O in modo da avere come risultato sempre la stessa media frequenza. Per esempio per una media frequenza Z_1 di 130 kHz (fig. 16) per ricevere la gamma delle onde lunghe (OL) da 160 a 265 kHz la frequenza dell'oscillatore O_1 dovrebbe essere regolabile da 290 a 395 kHz, per la ricezione delle onde medie (OM) fra 550 e 1560 kHz sarebbe

necessaria una variazione della frequenza dell'oscillatore O_1 da 680 a 1690 kHz. Le frequenze speculari (= frequenze di ricezione più il doppio della media frequenza) stanno fra 420 e 525 kHz per le OL e fra 810 e 1820 kHz per le onde medie.

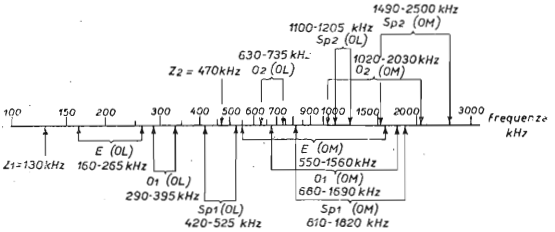


Fig. 16

Scegliendo una media frequenza Z_2 di circa 470 kHz (che è abbastanza lontana sia dalla minima frequenza delle onde medie che dalla massima delle onde lunghe) si ottengono le frequenze contrassegnate nella fig. 16 con O_2 (OM) e (OL) e con Sp_2 (OM) e (OL).

Il campo delle onde medie viene trasportato ad una frequenza inferiore ed invece il campo delle onde lunghe ad una frequenza superiore. Le ragioni per cui si sceglie la frequenza dell'oscillatore sempre superiore a quella di ricezione sono due. Per una frequenza di ricezione E di 160 kHz ed una media frequenza Z di 130 kHz dovrebbe essere $O = L - Z = 30$ kHz e occorrerebbero allo scopo delle bobine per l'oscillatore molto grandi e costose. Con una media frequenza di 500 kHz ciò non sarebbe nemmeno più possibile, perchè occorrerebbe una frequenza negativa ($O = E - Z = -340$ kHz)!. Solo nel campo delle onde corte si adotta qualche volta una frequenza dell'oscillatore minore di quella di ricezione.

Delle due medie frequenze di 130 e 470 kHz disegnate nella fig. 16 si usa ormai nei ricevitori moderni solo la seconda. Per la media frequenza più bassa occorrono per lo meno due precircuiti, per la più alta uno in genere può bastare. Un inconveniente della media frequenza superiore è che il campo delle frequenze speculari per le onde lunghe Sp_2 (OL) cade nel campo delle onde medie dove ci sono molte stazioni potenti. Possono quindi esserci dei punti di fischio che con una normale preselezione non vengono sufficientemente attenuati. Invece di impiegare un secondo precircuito si adotta un artificio. Poichè nel campo delle onde lunghe non c'è alcuna stazione che lavora al di sopra di 265 kHz si inserisce nel circuito di antenna un filtro (parte III pag. 30) che attenua molto tutte le frequenze superiori a 265 kHz e quindi anche le frequenze speculari. Si può usare aquesto scopo (fig. 17) la bobina di allungamento dell'an-

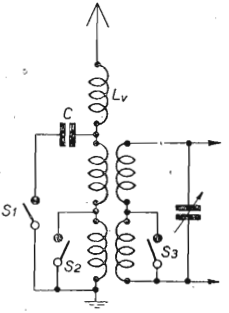


Fig. 17

tenna L_v ed un condensatore C (1.4 mH e 100 pF circa). Nel campo delle onde lunghe S_2 e S_3 sono aperti, S_1 invece è chiuso. Nel campo delle onde medie questo « *blocco delle frequenze speculari* » deve essere messo fuori servizio, cioè S_1 deve essere aperto e S_2 S_3 chiusi.

Ricordiamo anche che per assicurarci contro l'indesiderata ricezione di trasmittenti telegrafiche sulla media frequenza si inserisce spesso o un « *blocco di media frequenza* » o un circuito di assorbimento nella linea di antenna. Il primo oppone un'alta resistenza a tutti i segnali a media frequenza, il secondo circuito rappresenta per tutti i segnali a media frequenza un corto circuito verso terra. Ambedue impediscono quindi che delle tensioni disturbanti possano entrare nel ricevitore attraverso la bobina di antenna.

Per attenuare il tono che si ha con una ricezione a larga banda e con due trasmettitori vicini (spostati di solito di 9 kHz) si inserisce nell'amplificatore di BF in un punto adatto un circuito accordato su 9 kHz (blocco a 9 kHz).

Valvole moderne per le supereterodine

Il vantaggio delle supereterodine, cioè la possibilità di ottenere delle alte selettività e delle alte amplificazioni deve purtroppo essere compensato da un numero di valvole abbastanza grande. Fin dai primi tempi l'industria delle valvole si è perció preoccupata di inserire due diversi sistemi in una unica ampolla (la cosidetta « *valvola composta* ») nella quale un unico catodo serve per le due parti che sono schermate una rispetto all'altra. Così ci sono per esempio delle valvole « *doppio-diodo triodo* » che hanno il catodo, la griglia e la placca del triodo e sul prolungamento dello stesso catodo hanno le due placche del doppio diodo (fig. 18*a*). Una tale valvola può quindi sostituire per esempio le due valvole *D* e *N* della fig. 13. Ci sono anche delle valvole « *doppio-diodo pentodo* » (fig. 18*b*) che potrebbero sostituire le valvole *ZV* e *D*. E poichè ci sono valvole che possono contenere un triodo e un tetrodo (fig. 18*c*) e che potrebbero quindi fare le funzioni delle valvole *N* ed *E* della fig. 13 si.

vede che una supereterodina si può costruire anche con solo quattro valvole. Ma anche al primo rivelatore si può portare qualche miglioramento. La formazione della media frequenza è dovuta all'azione raddrizzatrice di *A* (si potrebbe impiegare al posto dell'audion anche un diodo, un rivelatore,

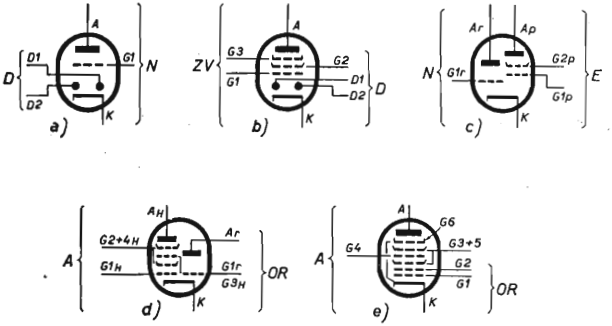


Fig. 18

un raddrizzatore di placca!) Ciò significa che si deve lavorare lungo una linea caratteristica curva, cioè che si devono avere distorsioni e formazione di armoniche superiori. Anche l'oscillatore non può essere sempre esente da armoniche e ciò può naturalmente dare luogo a sovrapposizioni fra le armoniche della frequenza dell'oscillatore e di quella ricevuta in modo che si possono avere altri punti di fischio che non è molto facile eliminare. Sarebbe quindi molto più vantaggioso far lavorare la valvola *A* in un tratto della curva possibilmente rettilineo cioè farla lavorare senza armoniche.

Noi abbiamo già visto la similitudine fra i fenomeni che si hanno nella modulazione e nella sovrapposizione (parte III pag. 8 e seg.). Se si modula una frequenza *O* di 2000 kHz con una *E* di 1500 kHz si hanno due frequenze laterali di 500 e di 3500 kHz. L'ultima non ci interessa, perchè non viene

amplificata dai circuiti a media frequenza che sono accordati su 500 kHz. Noi abbiamo già visto (pag. 14) come avviene la modulazione per tensione di griglia, occorrerebbe perciò solo avere un adatto tipo di valvola che lavorasse sul tratto rettilineo della caratteristica e che permettesse la modulazione o rispettivamente la mescolazione fra la frequenza dell'oscillatore e quella di ricezione attraverso l'azione sulla tensione di griglia. Se si provvede una valvola di due griglie e se si applica ad una la frequenza di ricezione e all'altra la frequenza dell'oscillatore, la corrente anodica sarà influenzata da tutte e due, nel circuito anodico si troverà quindi anche la media frequenza. Ed in pratica si sono usate a questo scopo delle valvole a doppia griglia o delle valvole a griglia schermo. Esse hanno però ancora parecchi svantaggi. Prima di tutto in un tale circuito la resistenza interna della valvola diventa troppo piccola, occorre quindi (come nella fig. 13) un traslatore di adattamento verso il successivo circuito accordato (vedi parte IV pag. 14), inoltre l'« *amplificazione di conversione* » (cioè il rapporto fra la tensione a media frequenza fornita allo stadio successivo e la tensione di ricezione) e rispettivamente la « *pendenza di conversione* » (rapporto fra la corrente anodica MF e la tensione di ricezione in griglia) sono troppo piccole.

Poichè nel circuito anodico della « *valvola convertitrice* » ci deve essere un filtro di banda, è necessaria una grande resistenza interna e perciò si fa ricorso alla griglia schermo. Inoltre non si desidera che la tensione alternata dell'oscillatore (fig. 13) possa essere trasmessa in parte attraverso il circuito I all'antenna ed essere da questa irradiata con disturbo dei ricevitori vicini. Però anche questo inconveniente può essere eliminato inmpiegando una griglia schermo. Si ottiene così una valvola con quattro griglie: sulla griglia 1 si applica la tensione di ricezione, poi c'è una griglia schermo (2), poi la griglia 3 alla quale arriva la tensione dell'oscillatore, un'altra griglia schermo (4) ed infine la placca. Una tale

valvola si chiama « *esodo* » ed ha delle proprietà convertitrici molto favorevoii. Essa è quasi completamente esente da disturbi di fischio, ha un'alta resistenza interna ed una alta « *pendenza di conversione* »S_c.

Se ora si riesce a riunire in un unica ampolla questo esodo con il triodo necessario per l'oscillatore si può costruire la supereterodina della fig. 13 con tre sole valvole e si può fra l'altro usare un'altro circuito a MF (al posto di *P*). Queste valvole (« *triodi-esodi* ») sono oggi molto impiegate. La terza griglia della parte esodo (G_{3H}) è collegata direttamente all'interno della valvola con la griglia del triodo (G_{1T}), inoltre anche le due griglie schermo dell'esodo (G_{2-4R}) sono collegate assieme e un unico catodo serve per i due sistemi.

Un sistema un po' diverso è quello di una valvola con sei griglie l'« *ottodo* » (fig. 18*e*); in essa la prima e la seconda griglia servono per la generazione della frequenza dell'oscillatore; la corrente anodica così regolata passa attraverso la griglia schermo G_3, alla griglia successiva G_4 arriva la frequenza di ricezione, segue un'altra griglia schermo G_5, una griglia freno G_6 ed infine la placca. La griglia freno è collegata al catodo all'interno della valvola.

Una supereterodina si può quindi costruire con una valvola come quella della fig. 18*d* e *e*, una come quella della 18*b* ed una come quella della fig. 18*c*. E se si usa oltre alla valvola mescolatrice (fig. 18*d*, *e*) anche un pentodo normale (*ZV* della fig. 13), una valvola secondo 18*a* e un'altro pentodo si ottiene la normale supereterodina a quattro valvole. Nei ricevitori alimentati in corrente alternata bisogna naturalmente tenere conto anche della valvola raddrizzatrice e si parla allora della supereterodina a cinque valvole.

Regolazione automatica dell'amplificazione

Anche nella supereterodina della fig. 13 si deve prevedere una regolazione del volume per evitare da una parte un sovraccarico della valvola finale e dall'altra un sovraccarico della valvola convertitrice con conseguenti punti di fischio. Questa regolazione potrebbe essere eseguita con un regolatore di antenna capacitivo od ohmico (parte IV pag. 33),

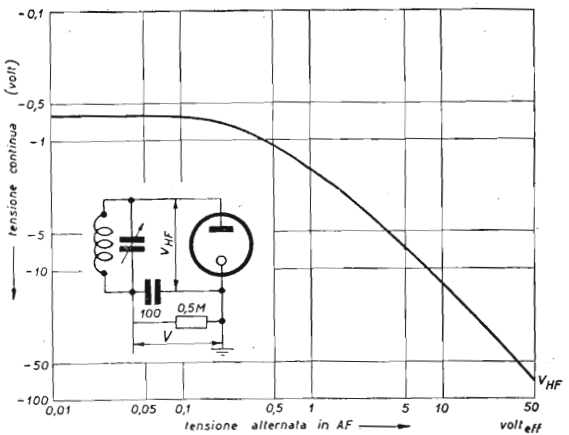


Fig. 19

sarebbe però possibile usare anche un prestadio con una valvola con una caratteristica molto curva con la quale si possa regolare l'amplificazione entro larghi limiti agendo sulla polarizzazione di griglia. Questo regolatore dovrebbe

essere regolato ogni volta dall'ascoltatore, per esempio passando dall'ascolto di una stazione debole a quello di una potente si dovrebbe girare all'indietro, viceversa nel passare da una stazione forte ad una debole si dovrebbe girare nel senso opposto. Anche il « *fading* », ossia quel fenomeno per il quale il volume di una stazione aumenta e diminuisce irregolarmente, renderebbe necessaria una continua regolazione del volume.

Sarebbe molto più comodo poter costruire il ricevitore in modo da avere sempre lo stesso volume sull'altoparlante, indipendentemente dall'intensità della tensione di ricezione, prevedere cioè un dispositivo che regoli automaticamente l'amplificazione al punto giusto. Se si vuole realizzare questo dispositivo con una valvola regolatrice basterà trovare in qualche punto del ricevitore una tensione continua che diventi più negativa quando la tensione ricevuta diventa più alta. Poichè sull'estremità rivolta verso l'anodo della resistenza di carico di un diodo, che lavora come demodulatore o come « *raddrizzatore di MF* » (secondo rivelatore), c'è proprio una tensione negativa che diventa più negativa all'aumentare dell'alta frequenza ricevuta, si potrà usarla senz'altro per questa regolazione.

Nella fig. 20 si è riprodotto lo schema fondamentale del circuito. La valvola regolatrice R_r fornisce l'alta frequenza amplificata agli stadi seguenti V (amplificatore di AF o di MF oppure valvola convertitrice) e questi cedono la media frequenza amplificata al diodo D. Se ora si collega, come è fatto nella figura, la griglia di R_r con il terminale negativo della resistenza di carica R (attraverso la bobina e la resistenza R_s), all'aumento della tensione ricevuta aumenta la tensione negativa sul terminale di R e quindi aumenta la polarizzazione negativa di R_r, la cui « *polarizzazione fondamentale* » è stabilita da R_{kj} e diminuisce l'amplificazione. Corrispondentemente diminuisce la corrente anodica di R_r È chiaro che si può migliorare la regolazione

automatica impiegando più valvole regolatrici nel ricevitore per esempio la valvola convertitrice e quella amplificatrice di MF in una supereterodina. Però in questo modo non si riesce a mantenere assolutamente costante la tensione fonica che appare ai capi della resistenza di carico del demodulatore R perchè per la regolazione si deve sempre avere un leggero eccesso di amplificazione.

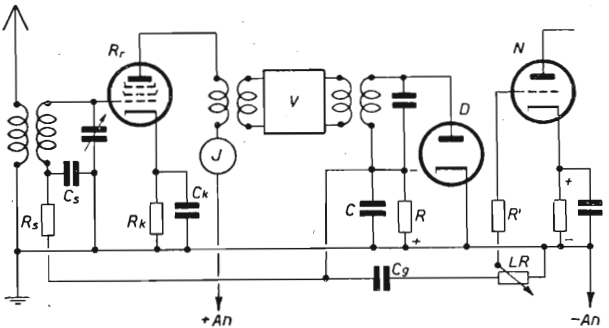


Fig. 20

Esiste però un artificio con il quale si può eliminare questo svantaggio. È precisamente nella regolazione automatica dell'amplificazione o nel « *controllo automatico del volume* » non si usa solo questa « *azione all'indietro* » ma si sostituisce anche la valvola a bassa frequenza N con una valvola regolatrice e si porta anche ad essa la tensione di regolazione. Poichè la sua amplificazione non ha più niente a che fare con la produzione della tensione di regolazione si può con questa « *regolazione in avanti* » ottenere che la tensione fonica alternata in arrivo alla griglia della valvola finale resti praticamente costante e indipendente dall'intensità della trasmittente.

Sono importanti anche altri particolari. Prima di tutto ai capi di R non si ha solo una tensione continua ma una tensione alternata che viene portata alla valvola amplificatrice BF (resistenza di fuga LR e resistenza di blocco AF R'). Non si desidera però che la tensione di regolazione vari con la frequenza fonica. A questo scopo si usa la resistenza R_s in unione con il condensatore C_s che ha anche il compito di chiudere il circuito accordato per l'alta frequenza. R_s e C_s costituiscono un filtro per la frequenza fonica.

C_s ed R_s hanno anche un'altra funzione molto importante. Noi abbiamo già detto che il controllo automatico del volume deve compensare le variazioni di ampiezza della frequenza portante. Anche la modulazione è una variazione dell'ampiezza della portante e se noi eliminiamo tutte le variazioni, sopprimiamo anche la modulazione! Quando varia la tensione di regolazione il condensatore C_s si carica o scarica sempre attraverso R_s e ciò richiede un certo tempo. Si sceglie questo tempo (« *costante di tempo* » $C_s \cdot R_s$) in modo che non vengano influenzate nemmeno le più basse frequenze di modulazione, esso però deve essere abbastanza piccolo per potere ancora regolare delle variazioni di ampiezza molto rapide come quelle che si hanno spesso nel campo delle onde corte.

I trasmettitori non lavorano tutti con lo stesso grado di modulazione e non si può sempre riceverli con la stessa intensità di volume, per esempio con un volume pari alle condizioni di pieno carico della valvola finale. È perciò sempre necessario avere un regolatore del volume con il quale si può regolare l'intensità del suono al valore desiderato. Il controllo automatico del volume provvede poi a mantenere costante questo volume. Allo scopo si usa di solito la resistenza di fuga della valvola amplificatrice di BF e si dà al regolatore la forma di un divisore di tensione. È quindi ormai chiara la differenza fra questa *regolazione del volume*

in BF e la *regolazione del volume dalla parte in* AF dei ricevitori senza controllo automatico del volume (CAV).

Se in un ricevitore senza CAV con l'amplificazione tutta inserita si aumenta via via la tensione in alta frequenza applicata all'antenna si arriva ad un punto in cui la valvola finale è sovraccaricata. Fino a poco prima di questo punto la linea che dà la relazione fra la tensione anodica della valvola finale e la tensione in entrata ha un andamento rettilineo; essa si curva solo quando la valvola finale comincia a curvarsi. D'altra parte la regolazione in un circuito come quello della fig. 20 comincia ad agire sin dalle più basse tensioni in entrata e di solito la riserva di amplificazione non è più sufficiente per amplificare queste tensioni molto basse. Poichè però la ricezione di queste tensioni molto basse non interessa nelle condizioni normali, non è importante avere anche in questo caso il controllo automatico del volume, è invece più utile e più desiderabile avere in questo campo una grande amplificazione. Perciò in pratica si fa in modo che il controllo automatico del volume cominci ad intervenire solo al di sopra di un determinata tensione in entrata.

A questo scopo basta solo dare all'anodo del diodo che fornisce la tensione di regolazione una polarizzazione negativa rispetto al catodo, perchè allora, prima che in questo anodo possa prodursi una tensione raddrizzata, la tensione in alta frequenza ceduta da *V* al diodo deve essere almeno tanto grande quanto la tensione di polarizzazione dell'anodo. In pratica ciò si ottiene di solito con una resistenza catodica (polarizzazione positiva del catodo)ed una resistenza ausiliaria (parte IV fig. 15*c*), ciò però non è più necessario nelle valvole composte, perchè in esse il catodo diventa sempre positivo con la resistenza di catodo. Con questo *controllo automatico del volume ritardato* si può ottenere una regolazione molto più soddisfacente. Fino al punto di ritardo la curva del ricevitore ha un andamento rettilineo come in un

ricevitore senza CAV, poi essa si piega e si avvicina all'orizzontale. Nei ricevitori con più valvole regolatrici esse possono essere parte ritardate e parte no e qualche volta hanno delle tensioni di regolazione separate. Quasi tutte le valvole convertitrici hanno una curva a pendenza variabile rispetto alla griglia di ricezione, esse possono perciò essere sempre impiegate a scopo di regolazione, però in questo caso è consigliabile suddividere la tensione di regolazione, specialmente nel campo delle onde corte, perchè una regolazione troppo estesa nelle valvole convertitrici che contengono anche la parte dell'oscillatore possono portare facilmente a variazioni della frequenza dell'oscillatore (« *slittamento di frequenza* »). Nei ricevitori che hanno delle valvole preamplificatrici in AF si può agire solo su queste ed escludere completamente la valvola convertitrice dal CAV, però quando non ci sono dei prestadi è necessaria la regolazione anche della valvola convertitrice per proteggerla da sovraccarichi o dal campo della corrente di griglia.

Una curva di regolazione che si può definire ideale si ottiene regolando completamente e con ritardo la valvola preamplificatrice, regolando la convertitrice e l'amplificatrice MF con 1/3 della tensione ritardata e l'amplificatrice BF con la piena tensione di regolazione non ritardata. Se ora la tensione in entrata varia da 1 a 10.000 (per es. da 10 μ V a 100 mV) la tensione anodica in uscita varia solo nel rapporto da 1 a 3 variazione che non è avvertita con fastidio dal nostro orecchio così poco sensibile alle differenze di intensità.

Nel caso del controllo automatico del volume ritardato si deve separare la demodulazione dalla produzione della tensione di regolazione per esempio con un doppio diodo e con un circuito come quello della fig. 21*a*. Il diodo D_1 K lavora con la resistenza di carico R_1 collegata direttamente al catodo come un normale demodulatore e fornisce con il

condensatore C la tensione in BF alla valvola amplificatrice BF del ricevitore.

Il catodo è però polarizzato positivamente dalla resistenza catodica R_K in unione alla resistenza ausiliaria R_H (che

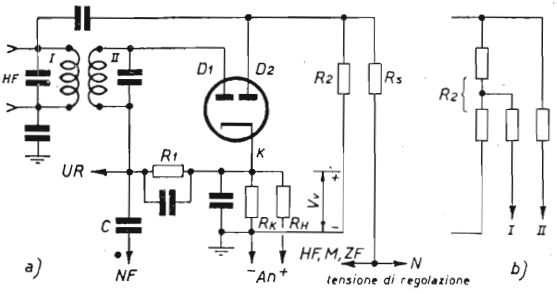


Fig. 21

parte dalla soregnte di tensione anodica A_n) e poichè la resistenza di carico R_2 del secondo diodo D_2 K è collegata al terminale negativo di R_k, questo secondo diodo inizia a lavorare solo per tensioni che siano superiori alla tensione di ritardo Vv. Di solito questo diodo che serve per produrre la tensione di regolazione (*HF*, *M*, *ZF* per le valvole di AF, convertitrice e di MF, *N* per la valvola BF) viene collegato al primo circuito dell'ultimo filtro di banda di MF attraverso un condensatore, invece il diodo per la demodulazione viene naturalmente collegato al secondo circuito. Se si vuole regolare una valvola in modo non ritardato si deriva la tensione da *UR*. Per la suddivisione della tensione basta suddividere la resistenza di carico R_2 del diodo D_2 K (fig. 21*b*).

La misura della sensibilità di un ricevitore radiofonico si esegue misurando la tensione in alta frequenza (con una modulazione del 30% a 400 Hz) che occorre applicare in entrata per avere in uscita una potenza in bassa frequenza

di 50 mW (milliwatt). Nei ricevitori telegrafici si richiede invece la tensione di 1 V su una resistenza di 4000 Ω e si misura ancora la tensione in entrata necessaria per produrre questa tensione in uscita. Ne deriva che un ricevitore con una sensibilità di 10 μV, è migliore di uno con una sensibilità di 50 μV, perchè quest'ultimo ha bisogno di una maggiore tensione in entrata per avere la stessa uscita, quindi è meno sensibile.

Gli indicatori ottici di sintonia

In un ricevitore è naturalmente importante che sia esattamente sintonizzata la frequenza portante in modo che le bande laterali possano essere riprodotte fedelmente, infatti se ci si sposta di più verso una delle due bande questa viene preferita rispetto alle altre frequenze ed il risultato è una ricezione distorta. Ci sono diverse possibilità che permettono di eliminare questi errori di sintonizzazione e le distorsioni conseguenti. Il sistema più semplice è quello di un indicatore ottico. Lo spunto si può trovare anche nella fig. 20: la corrente anodica di una valvola regolatrice varia durante la regolazione e precisamente quando si è sintonizzati esattamente sulla portante di un trasmettitore la tensione negativa di regolazione è massima, cioè la corrente anodica della valvola è minima, si può quindi impiegare come « *indicatore di sintonia* » o l'indice dell'amperometro J della fig. 20 o la lunghezza della colonna luminosa di una lampada glimm comandata dalla corrente anodica.

C'è però anche un'altra possibilità. Si usa una valvola speciale nella quale gli elettroni emessi dal catodo rovente vengono fatti cadere su uno schermo metallico che è ricoperto con un materiale che diventa luminescente quando viene colpito dagli elettroni. La larghezza della parte luminosa di questo « *schermo fosforescente* » può essere regolata

agendo sul fascio di elettroni. Ciò può per esempio avvenire, inserendo sul cammino del fascio elettronico un elettrodo metallico a forma di bastoncino che viene alimentato con la tensione di regolazione, eventualmente amplificata. Quando l'elettrodo è negativo rispetto al catodo esso respinge gli elettroni e questi non possono più raggiungere lo schermo in un certo settore, si ha quindi un settore d'ombra la cui larghezza dipende dal valore della tensione di regolazione. Se si inverte la tensione di questo elettrodo a bastoncino, per esempio portando la tensione di regolazione alla griglia di una valvola, mettendo una resistenza sul suo circuito anodico e prelevando la tensione per l'elettrodo da questa resistenza, si ha che all'aumento della tensione di regolazione cioè all'avvicinarsi alla condizione di esatta sintonizzazione, la tensione dell'elettrodo diventa più positiva, gli elettroni vengono attirati e la striscia d'ombra si fa più stretta. Durante la sintonizzazione di un ricevitore, questo indicatore di sintonia (schermo elettrodo ed anche amplificatore per l'inversione della tensione contenuto nella stessa valvola) si comporta in un modo molto simile a quello di un occhio ammiccante, si è perciò dato a questa valvola il nome di « *occhio magico* ». Qualche volta questa valvola viene utilizzata anche come amplificatore in BF con o senza regolazione. Le valvole indicatrici di sintonia più moderne hanno uno schermo a forma di ventaglio e contengono solo il sistema indicatore di sintonia.

La sintonizzazione automatica

L'indicatore di sintonia nei ricevitori con filtri di banda ha in realtà un difetto di principio: la « punta » della curva di risonanza dei filtri di banda è piatta (parte IV pag. 49) e all'interno di tutto questo campo l'indicatore di sintonia non

subisce alcuna variazione. L'errore diventa ancora più grave se si hanno delle curve insellate, perchè allora la posizione massima dell'indicatore di sintonia corrisponde ad una cupola e si ha un errore di sintonizzazione (si dovrebbe sintonizzare sulla valle che si trova fra le due cupole). Si potrebbe regolando i filtri di banda per un accoppiamento più lasco (diminuzione della larghezza di banda) rendere la curva di risonanza più appuntita e più sicura l'indicazione ottica della sintonia, ma si può anche ricorrere ad una ulteriore semplificazione. È stata sviluppata per esempio una « *sintonizzazione sensibile* » con la quale il ricevitore per mezzo di un adatto dispositivo rimane muto fino a che la sintonizzazione non è esattamente regolata. Ruotando la manopola di sintonizzazione un magnete comandato dalla tensione di regolazione blocca il comando di sintonizzazione non appena il ricevitore è sintonizzato su una potente stazione trasmittente e nello stesso momento si libera anche l'altoparlante. Continuando a ruotare la manopola (il che è possibile superando una piccola resistenza meccanica) il ricevitore diventa nuovamente muto e così via. Si ottiene in questo modo (non possiamo per ragioni di spazio spiegare dettagliatamente il sistema) una sintonizzazione forzatamente esatta, o per lo meno il piccolo errore possibile non è avvertito dall'orecchio. Successivamente sono stati sviluppati dei circuiti nei quali l'errore di sintonizzazione, quando è piccolo, viene corretto automaticamente in modo da sintonizzarsi esattamente sulla frequenza portante. Le possibilità di realizzare questa « *sintonizzazione fissa automatica* » sono molte. Uno dei circuiti più semplici da comprendere è quello della fig. 22*a*. In una supereterodina (l'impiego di questi circuiti si può adottare solo con le supereterodine) chi produce la media frequenza è la frequenza dell'oscillatore e la frequenza ricevuta. Si otterrebbe l'esatta media frequenza anche se non ci fossero dei precircuiti. La larghezza di banda del precircuito o di un eventuale filtro di banda di entrata è abbastanza

grande in modo che un suo piccolo errore di sintonizzazione non può dare degli inconvenienti.

In un sistema di regolazione automatica si deve quindi variare la frequenza dell'oscillatore in modo da annullare l'errore di sintonizzazione. Si deve quindi aggiungere all'oscillatore O un apparecchio qualsiasi A che permetta la regolazione.

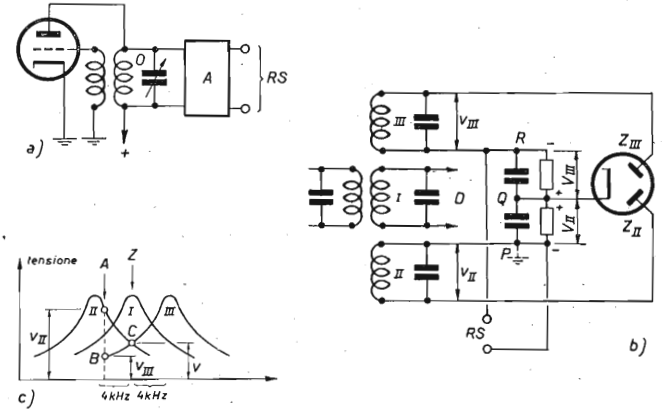


Fig. 22

Noi abbiamo conosciuto più indietro l'effetto dannoso della capacità interna delle valvole ed avevamo anche visto che questo effetto dipende dall'amplificazione. Ora si potrebbe pensare per esempio di collegare questa capacità parassita in parallelo al circuito dell'oscillatore e di variarla applicando per esempio una tensione di regolazione come si fa con le valvole a pendenza variabile, in modo da variare la frequenza dell'oscillatore. Ci sono però anche altri tipi di circuiti a valvole che permettono di ottenere la regolazione dell'oscillatore partendo da una tensione di regolazione.

Ci sono diverse possibilità anche nel modo di ottenere la tensione di regolazione nel giusto senso, noi però ci limiteremo a vedere solo quel sistema che è possibile spiegare senza dovere ricorrere alla matematica. Nella fig. 22*b* si trova oltre che il primo circuito di un filtro di banda anche il suo secondo circuito (I) che è in ogni caso accordato esattamente sulla media frequenza Z. Ci sono poi altri due circuiti dei quali uno (II) è accordato su una frequenza circa 4 kHz più piccola e l'altro su una frequenza circa 4 kHz più grande della media frequenza. Le curve di risonanza dei tre circuiti hanno quindi una posizione come quella della fig. 22*c*. Se noi accordiamo esattamente l'oscillatore della supereterodina si ottiene esattamente la media frequenza Z, la tensione nel circuito I è massima e quelle degli altri due circuiti (come mostra la fig. 22*c* nel punto C) diventano uguali (v). Se ora si varia di 3 kHz la frequenza dell'oscillatore in modo da diminuire la media frequenza, diminuisce la tensione del circuito I (punto X), quella del circuito II aumenta (punto A) e quella del circuito III diventa naturalmente minore (punto B). Al dipolo Z_{II} viene quindi portata la tensione alternata maggiore v_{II} (fig. 22*b*) e si ha perciò sulla resistenza di carico cioè fra i punti P e Q una grande tensione continua V_{II} con il polo negativo in P. Dall'altra parte la tensione alternata v_{III} fornita dal circuito III al dipolo Z_{III} è minore e quindi è minore anche la tensione raddrizzata V_{III}; cioe fra i punti P e Q si ha una tensione continua elevata e fra i punti Q ed R una tensione continua bassa e di direzione opposta. In altre parole il punto R diventa positivo rispetto a P. Se si ha un errore di sintonizzazione dall'altra parte si ha il fenomeno inverso cioè v_{III} e V_{III} diventano superiori a v_{II} e V_{II} in modo che R diventa negativo rispetto a P.

A sintonizzazione perfetta le due tensioni sono uguali e e non si ha quindi alcuna differenza di tensione fra i punti P ed R. Se si porta questa tensione di regolazione variabile attorno allo zero alla « *valvola di regolazione della sintonizza-*

zione » (*A* della fig. 22*a*) essa può correggere la frequenza dell'oscillatore della quantità necessaria in modo che resta solo un piccolo errore di sintonizzazione ed anche la tensione di regolazione raggiunge un valore minimo.

Il massimo della comodità: la sintonizzazione a tasti

C'è della gente così amante della comodità che arriva ad affermare che un ricevitore è comodo solo se per sentire una certa stazione basta premere un tasto. I tecnici hanno risolto anche questo problema: « *la sintonizzazione a tasti* ». È noto che la frequenza di risonanza di un circuito è stabilita dalla capacità e dall'induttanza ,quindi per ottenere la sintonizzazione su diverse frequenze basta, con dei tasti a pressione, collegare in parallelo ad una bobina fissa dei condensatori di capacità diversa. Allo stesso risultato si arriva naturalmente anche utilizzando un condensatore fisso e collegando in parallelo ad esso delle bobine diverse.

Nella fig. 23*a* troviamo lo schema di principio per una valvola convertitrice che lavora con il principio dei tasti appena spiegato. Con i due commutatori S_1 e S_2 si può inserire a piacere o la « *sintonizzazione a mano* » (*H*) con i due variabili C_1 e C_2 (commutatore di gamma S) oppure la sintonizzazione a tasti (*D*); le bobine rimangono sempre le stesse. Con i tasti da T_{a1} a T_{a3} per il cirduito di entrata e con i tasti da T_{a1}' a T_{a3}' che vengono azionati a coppie con tre soli pulsanti vengono inseriti a scelta i « *trimmer* » T_1, T_2 o T_3 e T_1', T_2', o T_3' che sono dei piccoli condensatori la cui capacità può essere variata entro stretti limiti per compensare le piccole differenze delle capacità delle valvole e dei collegamenti che si hanno sempre anche con le costruzioni più accurate. Questi trimmer vengono messi in parallelo alla bobina per avere l'accordo su frequenze determinate. Se

non si dovesse tenere conto del problema del prezzo si potrebbe pensare di mettere un condensatore ed un tasto per ogni stazione ricevibile e di abbandonare completamente il condensatore variabile. In pratica non si arriva mai a ciò ma ci si limita a sei o al massimo a otto stazioni che si possono ricevere in condizioni particolarmente favorevoli. La fig. 23*b* mostra un circuito a tasti in cui c'è un condensatore

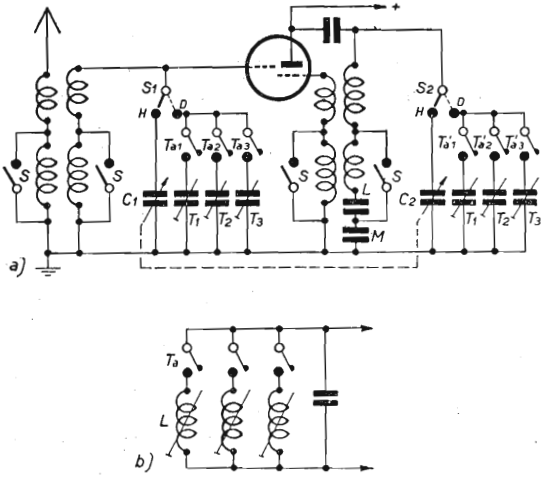


Fig. 23

fisso e diverse bobine la cui induttanza può essere variata entro stretti limiti spostando un nucleo per AF. Tutti questi sistemi si chiamano « sintonizzazione a tasti con *circuiti pretarati* » oppure « *sintonizzazione elettrica a tasti* ».

È però pensabile anche un'altro sistema di sintonizzazione a tasti. Con il tasto si può comandare direttamente o attraverso un ingranaggio il o i condensatori variabili del

ricevitore in modo puramente meccanico fino alla posizione di esatta sintonizzazione dove con degli arresti appositamente regolati si ottiene che la sintonizzazione sia perfetta. Eventualmente si può anche inserire un sistema di sintonizzazione fine automatica. In pratica viene usato anche questo sistema di « *sintonizzazione meccanica a tasti* » esso richiede però la massima precisione meccanica e spesso anche una complicazione costruttiva abbastanza elevata per esempio quando con i tasti si deve comandare anche il passaggio da una gamma d'onde all'altra.

Si può considerare come derivata dalla sintonizzazione meccanica a tasti azionati a mano (confrontabile con la

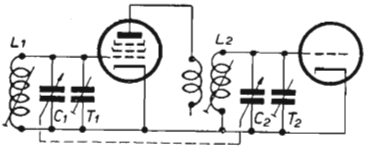


Fig. 24

normale macchina da scrivere) la « *sintonizzazione a tasti a motore* » (confrontabile con la macchina da scrivere a motore) nella quale i tasti azionano dei contatti che mettono in moto un motore elettrico che esegue l'esatta sintonizzazione.

Anche in questo caso è necessaria una alta precisione meccanica e il dispositivo è molto complicato, per esempio il motore per raggiungere una determinata posizione può essere costretto a girare in un senso o nell'altro. La sintonizzazione a motore è molto adatta sopratutto per il « *comando a distanza* », perchè con essa basta portare dai tasti al motore solo un gruppo di fili che non portano nè alta nè bassa frequenza e che quindi si possono fare lunghi quanto si vuole.

In ambedue i sistemi meccanici è opportuno comandare contemporaneamente i due condensatori, cioè girarli sempre

dello stesso angolo e non azionare separatamente i due condensatori per non avere un costo troppo elevato C'è quindi anche qui lo stesso problema dei icevitori senza sintonizzazione a tasti.

Sinonizzazione con una sola manopola

Nei ricevitori a più circuiti e così pure nelle supereterodine sarebbe troppo difficile la sintonizzazione separata di tutti i singoli condensatori variabili. Perciò i condensatori di sintonizzazione vengono in genere azionati da un'unica manopola. In un ricevitore che abbia un solo circuito accordato (eventualmente con controreazione) non occorre naturalmente alcun artificio per realizzare il comando con una sola manopola.

In un ricevitore con due circuiti (fig. 20 parte IV) non si dovrebbe incontrare alcuna difficoltà bastando azionare i due condensatori con un unico asse facendo riferimento ad una sola scala. A parte l'influenza dell'antenna, il cui effetto noi abbiamo già imparato a eliminare, non si dovrebbe incontrare nessun'altra influenza esterna esclusa quella delle diverse capacità delle valvole e dei collegamenti. Anche se si usano delle bobine esattamente uguali e dei condensatori esattamente corrispondenti si ottiene, a causa della diversità delle capacità ausiliarie in parallelo al circuito, un apprezzabile spostamento della sintonizzazione e ciò tanto più quanto più è piccola la capacità propria dei variabili.

Si può eliminare questo effetto collegando in parallelo ai variabili C_1 e C_2 del circuito due piccoli condensatori ausiliari « *Trimmer* » (T_1 T_2), la cui capacità può essere variata di solito da 3 a 30 pF. Essi vengono regolati alla massima frequenza dei due circuiti fino a portarli in risonanza, in

modo da compensare le capacità incontrollabili dell'apparecchio « *compensazione capacitiva* ». Bisogna per questo ammettere che le bobine L_1 e L_2 corrispondano, perciò possano essere compensate anche loro, rendendo spostabile il nucleo ad AF., esse vanno allora tarate alla minima frequenza del campo: « *compensazione induttiva* ». Perciò la sintonizzazione con una sola manopola di un ricevitore semplice nei quali tutti i circuiti sono sintonizzati per la stessa frequenza non offre alcuna difficoltà, ammesso naturalmente che tutti gli elementi siano esenti da difetti e costanti.

La questione è completamente diversa nella supereterodina. In essa la freqnenza dell'oscillatore deve essere diversa da quella del circuito di entrata (vedi fig. 16). Si po-

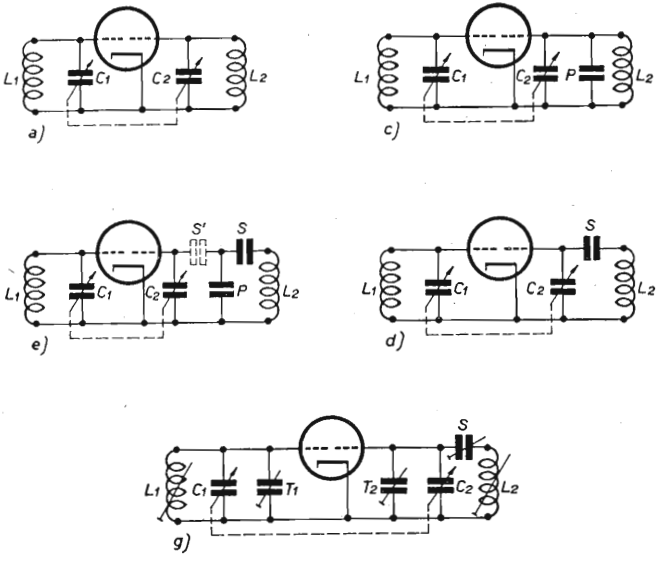


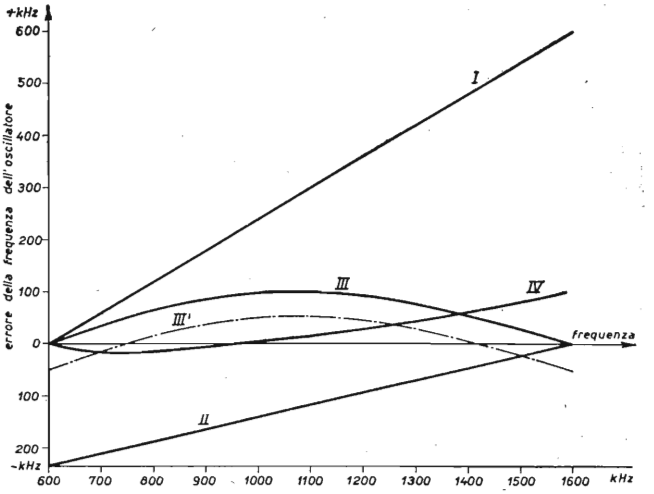
Fig. 25, a,) c,)d,)e,)g,)

trebbe pensare di montare i due condensatori variabili (C_1 e C_2) sullo stesso asse (fig. 25*a*), occorrerebbe però allora fare l'induttanza (L_2) dell'oscillatore più piccola di quella (L_1) del circuito di entrata.

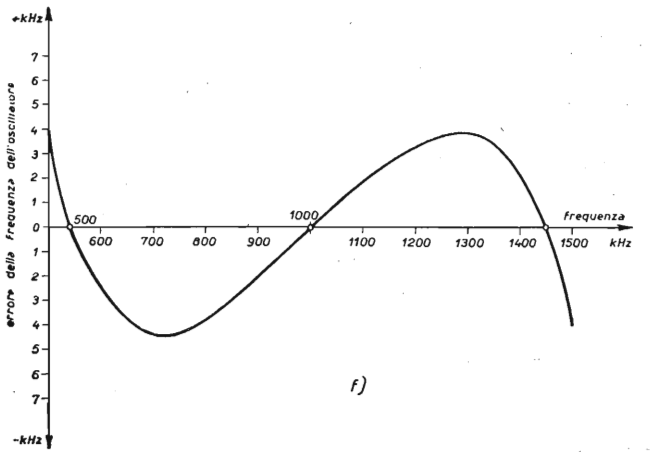
Il risultato di una tale regolazione con L_2 tarata per esempio sulla minima frequenza di una gamma si vede nella curva I della fig. 25*b*. Nella stessa figura è indicato con « frequenza » la linea lungo la quale dovrebbe trovarsi la sintonizzazione dell'oscillatore per avere un andamento regolare. Le curve che si scostano inferiormente o superiormente da questa curva indicano i corrispondenti errori di sintonizzazione i cui valori sono riportati in kHz sull'asse di sinistra. La curva I ha un solo punto in cui l'errore è nullo, più avanti essa si scosta moltissimo dalla linea orizzontale. Anche se eseguiamo la compensazione induttiva all'altra estremità della gamma l'errore resta indiscutibilmente elevato (curva II).

Ritorniamo ancora alla fig. 16, in essa si vede, che il campo per la frequenza dell'oscillatore è più piccolo del campo della frequenza ricevuta. Noi dobbiamo quindi preoccuparci sopratutto di restringere il campo di regolazione del circuito dell'oscillatore rispetto a quello del circuito di entrata allo scopo di ridurre al minimo gli errori. Ciò è possibile per esempio collegando in parallelo al condensatore C_2 del circuito dell'oscillatore (fig. 25*c*) un condensatore fisso P di valore adatto. Come mostra la curva III della fig. 25*b* si vede che l'errore diventa molto più piccolo e si annulla in due punti (la cosidetta « *compensazione in due punti* »).

Con un adatto dimensionamento ed una adatta regolazione si potrebbe anche spostare la curva verso il basso (curva tratteggiata III') ed in questo modo si arriverebbe a dimezzare l'errore massimo della curva III. Tuttavia esso è ancora un errore troppo grande pre il nostro caso. La compensazione in due punti si può adottare soddisfacentemente solo con una media frequenza bassa rispetto alla frequenza di ricezione e con dalle gamme relativamente limitate (per esempio nelle onde corte).


+kHz
600
500
400
300
200
100
0
100
200
-kHz
errore della frequenza dell'oscillatore
I
II
III
III'
IV
frequenza
600
700
800
900
1000
1100
1200
1300
1400
1500
1600
kHz

b)


+kHz
7
6
5
4
3
2
1
0
1
2
3
4
5
6
7
-kHz
errore della frequenza dell'oscillatore
500
1000
frequenza
600
700
800
900
1100
1200
1300
1400
1500
kHz

f)

Fig. 25. b,) f,)

C'è anche un'altro sistema per diminuire il campo di frequenza del circuito dell'oscillatore e precisamente il collegamento di un condensatore fisso (S) in serie a C_2 (fig. 25*d*). In questo caso si ha la curva di errore IV della fig. 25*b*. Si vede da essa che dapprima l'errore è piccolo, esso però diventa più grande dopo essersi annullato. Poichè la parte sinistra della curva è diretta verso l'alto si potrebbero ottenere due punti di errore zero spostandola verso destra. Se ora si potesse piegare verso il basso la parte destra di questa curva (IV) dove l'errore è ancora elevato (per esempio come la curva III') si potrebbe ottenere un terzo punto di errore nullo e l'errore massimo diverrebbe sopportabile. Per raggiungere questo scopo è necessario usare sia un condensatore in serie (S o S') che uno in parallelo P come è indicato nella fig. 25*e*. Si ottiene allora una curva di errore come quella della fig. 25*f* (attenzione alla diversità della scala per gli errori!), l'errore massimo diventa cioè molto minore di quello della fig. 25*b*. È questo il sistema che viene usato più spesso in pratica, naturalmente i condensatori in parallelo (uno per ogni gamma) hanno la forma di trimmer per potere essere convenientemente regolati (fig. 25*g*), sono regolabili anche le bobine ed eventualmente anche i condensatori in serie in modo da ottenere una buona « *compensazione in tre punti* » (tre punti di errore nullo). Nel caso di diverse gamme d'onda i condensatori in serie devono essere commutabili.

È possibile anche l'impiego di un condensatore variabile speciale per il circuito dell'oscillatore, esso deve avere sempre l'esatta capacità per ottenere una sintonizzazione esatta. Questo sistema viene qualche volta adottato anche in pratica, si hanno però delle difficoltà, perchè in questo modo non è possibile ottenere la compensazione in due diverse gamme d'onda; perciò in questi casi ci si accontenta per il campo delle onde lunghe dell'incompleta compensazione in due punti.

Conclusione.

Siamo così giunti alla fine dei nostro viaggio attraverso la radiotecnica. Abbiamo potuto fermarci abbastanza a lungo sulle questioni più importanti ma la limitazione dello spazio ci ha naturalmente impedito di occuparci di tutti i problemi. Il lettore che ci ha accompagnato fino alla fine vedrà sicuramente con maggiore chiarezza gli stretti rapporti che esistono fra i vari problemi e dopo la lettura di questi libretti sarà in grado di affrontare anche questioni più complicate e sarà spinto ad approfondire ed allargare le proprie conoscenze in questo o quel campo particolare al quale si è potuto solo accennare. Ed infine l'indice alfabetico permetterà di trovare facilmente la parte (cifre romane) e la pagina in cui è trattato l'argomento.

INDICE ANALITICO

(Le cifre romane indicano il volume, le cifre arabe la pagina).

A

Accumulatore I 29.
Ampére I 19.
Amperometro a filo caldo I 38.
Amperometro Micro — I 48.
Amperometro Milli — I 48.
Atomo I 5.
Andamento di frequenza IV 6.
Alta frequenza I 57.
Alta frequenza — blocco di — IV 32.
Alta frequenza — Amplificatore di — IV 17.
Amplificazione V 33.
Amplificaz. di conversione V 32.
Amplificazione di tensione III47.
Amplificazione in alta frequenza III 51.
Amplificazione di potenza V 13.
Amplificazione — fattore di — III 44.
Amplificazione — regolazione dell'— IV 32.
Avvolgimento primario II 15.
Avvolgimento secondario II 15.
Antenna II 61, III 4.
Antenna ricevente III 5.
Antenna ad onda intera II 60.
Antenna a mezza onda II 60.
Antenna di Marconi III 1.
Antenna normale IV 27.
Antenna a telaio III 5.
Antenna trasmittente III 3.
Antenna ad un quarto d'onda III 1.
Antenna goniometrica III 5.
Antenna direzionale III 5.
Attenuazione — riduzione dell' — V 2.
Accoppiamento IV 50.
Accoppiamento di antenna IV 27.
Accoppiamento aperiodico dell'antenna IV 27.
Accoppiamento a bobina e capacità III 48.
Accoppiamento misto IV 51.
Accoppiamento magnetico II 57.
Accoppiamento induttivo dell'antenna IV 27.
Accoppiamento induttivo di corrente IV 50.
Accopiamento capacitivo II 58.
Accoppiamento capacit. di tensione IV 50.
Accoppiamento capacit. di corrente IV 50.
Accopiamento a resistenza e c pacità III 47.
Accoppiamento critico IV 50.
Accoppiamento a LC III 48.
Accoppiamento ottimo IV 16.
Accoppiamento a RC III 47.
— Fattore di — II 17.
Accoppiamento — capacità di — II 58.
Accoppiamento a circuito risonante IV 12.
Accoppiamento a resistenza, capacità IV 3.
Altoparlante II 7.
Altoparlante a lastrina II 8.

Altoparlante elettrodinamico II 8, III 34.
Altoparlante ad oscillazione libera II 8.
Altoparlante magnetico II 8.
Altoparlante dinamico a magnete permanente II 8.
Armoniche superiori II 61, III 29 IV 8.
Angolo di sfasamento II 45.
Anelli scorrevoli II 15.
Autoinduzione II 21, II 39.
Autoinduzione — coefficiente di — II 22.
Autoinduzione — tensione di — II 26.
Autoinduzione — bobina di — II 22,
Autotrasformatore IV 21.
Angolo di perdita II 46.
Anodo III 23.
Accorciamento dell'antenna III 4
Alimentatore III 32.
Adattamento IV 10.
Audion III 57, IV 19.
Audion oscillante V 11.
Allargamento delle gamme di onda IV 41.
Autoeccitazione V 10,

B

Batterie I. 29
Batteria di polarizzazione di griglia III. 41
Bobina I 54.
Bobina di allungamento di antenna II 22, IV 29.
Bobina di blocco II 22.
Bobina con nucleo di ferro II 24.
Bobina di autoinduzione I 22,
Bande laterali III 15
Battimenti III 14, 16
Blocco di freqenza speculare V 28.

C

Coulomb I 6, I 9, I 19.
Campo elettrico II 56.
Campo magnetico I 43, I 52 II 56.
Campo - bobina di — III 34.
Controreazione V 4,
Controreazione induttiva V 9.
Controreazione capacitiva IV 55, V 9.
Controreazione — audion a — V 7.
Controreazione — fattore di — V 5.
Controreazione — condensatore di — V 9.
Controreazione negativa V 4, V 18.
Controreazione — fattore di — negativa V 18.
Controreazione anodica III 52.
Capacità I 8, I 10.
Capacità propria II 59.
Capacità griglia-anodo III 50.
Capacità di accoppiamento II 58
Capacità parassita III 51.
Capacità distribuita II 59.
Capacità — variazioni di — IV 41.
Condensatore I 11, II 28, II 29, II 39,
Condensatore a blocco I 13.
Condensatore differenziale IV 34.
Condensatore variabile I 14.
Condensatore elettrolitico I 13.
Condensatore fisso I 14.
Condensaotre di bassa induttanza I 12.
Condensatore ceramico I 14.

Condensatore di accoppiamento III 47.
Condensatore di carico III 26 III 39.
Condensatore a pressione I 15.
Condensatore a fiala I 13.
Condensatore a mica argentata I 13.
Condensatore di accorciamento III 4.
Condensatore avvolto I 12.
Carica I 18,
Carica spaziale III 29.
Conduttore I 16.
Conducibilità I 19.
Collegamento conduttore I 16.
Collegamento in parallelo di condensatori II 34.
Collegamento in parallelo di resistenza I 30.
Collegamento in serie di condensatori II 34.
Collegamento in serie di resistenza I 25.
Carico reattivo II 37.
Carico attivo II 37.
Circuito di blocco II 43.
Circuito equivalente II 48.
Circuito d'assorbimento III 8.
Circuito sintonizzato II 41.
Circuito di entrata V 23.
Circuito di Huth-Kühn IV 56.
Circuito reflex IV 32.
Contatto incerto II 1.
Campo regolazione III 54.
Catodo III 23.
Catodo a riscaldamento diretto III 36.
Catodo a riscaldamento indiretto III 36.
Catodo — tensione del — IV 24.
Catodo — resistenza del — IV 24.
Catodo ad ossidi III 25.
Curva caratteristica III 21, IV 7.
Caratteristica corrente anodica-tensione anodica III 42.
Caratteristica corrente anodica-tensione di griglia III 42.
Caratteristica di lavoro III 46.
Caratteristica di corrente di griglia III 57.
Caratteristica di cortocircuito III 43.
Corrente I 18, I 36,
Corrente residua I 13.
Corrente — ventre di — II 60.
Corrente efficace II 31.
Corrente continua I 57, II 10.
Corrente raddrizzata III 25
Corrente alternata in alta frequenza II 13,
Corrente — nodo di — II 60.
Corrente anodica III 23,
Corrente di corto circuito I 26, III 45
Corrente continua pulsante II 11.
Corrente — sorgente di — I 23.
Corrente di saturazione III 20.
Corrente inversa III 37.
Corrente di griglia schermo III 52.
Corrente oscillante I 57.
Corrente alternata I 57, II 13.
Corrente alternata anodica III 43.
Corrente — sorgente di — alternata III 45.
Corrente alternata sinusoidale II 13.
Corrente ad impulsi II 20.

Circuito oscillante II 37, IV 12, IV 36.
Circuito chiuso II 58.
Circuito aperto II 59.
Commutatore II 11.
Componente capacitiva II 49.
Componente ohmica II 47.
Cuffia. II 17.
Curva caratteristica III 21.
Curva caratteristica della tensione anodica III 43.
Curva caratteristica della tensione di griglia III 43.
Catena di filtri III 32.
Commutatore di gamma IV 26
Campi radiofonici IV 25
Compensazione V 49.
Compensazione in due punti V 50
Compensazione induttiva V 49.
Compensazione in tre punti V 52.
Compensazione del fading V 34.
Compensazione capacitiva V 49.
Correzione V 18.
Controllo automatico del volume V 35.
Costante di tempo V 36.

D

Dielettrico I 11.
Dielettrica – costante – I 11.
Dina I 6.
Dipolo II 60.
Disaccoppiamento II 17.
Dispersione II 17.
Disaccordo II 52.
Distorsione II 2.
Distorsione lineare IV 7.
Distorsione non lineare IV 7.
Demodulazione III 38.
Demodulatore IV 20.
Diodo III 21.
Diodo — doppio — III 40.
Distanza critica III 55.
Doppio diodo — triodo V 30.
Doppio diodo — pentodo V 30.
Dente di sega III 27.
Diapason III 14.
Direzione di passaggio della corrente III 37.
Disattenuazione V 6.

E

Elettricità I 4,
Elettricità negativa I 3.
Elettricità positiva I 3.
Elettricità — quantità di — I 8.
Elettroni I 5, I 19,
Elettroni primari III 55.
Elettroni secondari III 55.
Elettrometro I 3.
Elettromagnete I 45.
Espansione polare I 46.
Emissione elettronica III 18,
Effetto piezoelettrico II 5.
Effetto Edison III 18.
Esodo V 30.
Evanescenza V 34.

F

Forza elettromotrice I 23.
f.e.m. I 23.
f.c.e.m. II 28.
Farad I 8, I 9.
Farad — micro — I 8.
Farad — pico — I 9.
Frequenza I 57, III 7.
Frequenza portante III 15.

Frequenze laterali III 15.
Frequenze — bande di — III 15.
Frequenze — campo di — IV 41.
Frequenza limite IV 6.
Frequenza alta — I 59.
Frequenza altissima — I 59.
Frequenza bassa — I 59.
Frequenza fonica I 59.
Frequenzimetro III 8.
Frequenzimetro ad eterodina III 16.
Fase II 33.
Filtro III 31.
Filtro a due circuiti IV 51.
Filtro di banda IV 51, V 42.
Formazione dei catodi III 25.
Filo incandescente III 17.
Fili di Lecher III 7.
Fattore di distorsione IV 8.
Fading V 34.
Filamento IV 22,
Frequenza speculare V 23.
Frequenza speculare — selettività di — V 23.
Frequenze — Blocco delle — V 28,29

G

Galvanometro I 47.
Galvanoscopio I 46.
Generatori ad alta frequenza II 13.
Griglia III 40.
Griglia di soppressione III 55.
Griglia — capacità griglia — placca III 49.
Griglia a carica spaziale III 52.
Griglia schermo III 52.
Griglia — corrente di — III 41.
Griglia — polarizzazione di — IV 23.
Griglia — polarizzazione automatica di — IV 24.
Griglia — tensione alternata di — III 44.
Grado di distorsione IV 8.

H

Hertz I 59.
Hertz kilo — I 59.
Hertz mega — I 59.
Henry II 22.

I

Induzione I 54.
Isolante I 16.
Incisori fonografici II 9.
Impedenza II 46,
Innesco stabile V 8.
Innesco instabile V 8.
Induttanza dispersa II 12, IV 3.
Irradiazione III 3.
Irradiazione di resistenza III 4, V 12.
Insellamento IV 47.
Intraferro IV 4.
Indicatore di sintonia V 40.

K

kHz I 59.
kilowatt I 37.
kilowattore I 38.

L

Lavoro I 37, II 26.
Lavoro — caratteristica di — III 46.
Lavoro — punto di — III 44.

Lampade ad incandescenza I 36.
Legge di Kirchhoff I 33.
Legge di ohm I 20.
Linee di forza I 43, I 53, II 25,
Larghezza di banda II 54, IV 39, IV 45.
Livello minimo III 42.
Lunghezza d'onda III 6.

M

Motore elettrico I 46.
Magnete I 45. I 53.
MHz I 59.
Microfarad I 8.
Molecole I 4, III 17.
Millihenry II 22.
Microhenry II 22.
Macchina generatrice di corrente alternata II 13.
Microfono II 2.
Microfono a piastrina II 6.
Microfono dinamico II 6.
Microfono a carbone II 2.
Microfono elettrostatico II 3.
Microfono a cristallo II 3.
Modulazione III 12, IV 44, III 28.
Modulazione — grado di — III 12.
Modulazfone per tensione anodica V 13.
Modulazione per tensione di griglia di soppressione V 13.
Modulazione per tensione di griglia V 13.
Modulazione per tensione di griglia schermo V 13.
Modulazione — linee di — V 13.
Modulazione — profondità di — V 13.
Modulazione fonica III 38.
Media frequenza V 21.
Media frequenza – filtro di banda per la — V 21.
Media frequenza — ricevitore a — V 22.
Media frequenza — circuito di blocco per la — V 29.
Media frequenza — amplificatore di – V 21.

N

Nucleo magnetico II 16.
Nucleo magnetico per alta frequenza II 16.
Neutralizzazione IV 56.

O

Ohm I 20.
Oscillografo I 61.
Oscillografo a raggi catodici I 62.
Oscillazione I 59.
Oscillazione elettromagnetica III 3.
Oscillazione smorzata II 50.
Oscillazione non smorzata II 50.
Oscillazione — generatore di — II 50.
Onda fondamentale III 29, IV 17, II 61.
Ossido di bario III 25.
Ossido di rame III 37.
Onde corte III 6.
Oscillatore III 16, V 19.
Onda portante III 12.
Onde medie IV 25.
Onde lunghe IV 25.

Ondametro III 8.
Ondulazione III 27, III 40.
Occhio magico V 41.

P

Ponte di Wheatstone I 43.
Ponte di misura I 43.
Pila I 23.
Pila a secco I 27.
Pila primaria I 29.
Pila secondaria I 29.
Pila a sacchetto I 27.
Potenza I 37.
Potenza reattiva II 33.
Potenza attiva II 37.
Potenza — amplificatori di — V 13.
Picofarad I 9.
Potenziometro I 41.
Puntine per fonografo II 9.
Pick-up fonografico II 14.
Pentodo III 55.
Punto di battimento nullo III 16.
Pendenza III 48.
Pendenza di conversione V 31.
Pendenza di lavoro III 48.
Pseudoattenuazione IV 14.
Premagnetizzazione IV 4.
Punto di fischio V 23.
Preselezione V 23.

Q

Qualità II 47, IV 38, IV 57, V 7.
Quarzo — filtro a — IV 57.
Quarzo — oscillatore a — IV 56.
Quarzo — risonatore a — IV 57.
Quarzo oscillante IV 56.

R

Rendimento IV 11.
Ricevitore semplice IV, 17,
Ricevitore a conversione V 23.
Ricevitore eterodina III 16.
Ricevitore a rivelatore III 38.
Ricevitore a più circuiti IV 43.
Ricevitore a due circuiti e tre valvole IV 30.
Rotore I 14.
Resistenza I 20,
Resistenza esterna I 24, III 45.
Resistenza di filtro III 31.
Resistenza di griglia IV 6.
Resistenza anodica III 45.
Resistenza apparente II 33.
Resistenza a filo I 33.
Resistenza a ferro-idrogeno I 35.
Resistenza di griglia III 47.
Resistenza di fuga della griglia III 47.
Resistenza interna I 24, III 44.
Resistenza complessa II 46.
Resistenza negativa V 1.
Resistenza non lineare III 23.
Resistenza esterna ottima IV 9.
Resistenza a strato I 33.
Resistenza specifica I 18,
Resistenza aggiutiva I 48.
Resistenza ohmica II 37.
Risonanza II 41.
Risonanza — frequenza di — II 42.
Risonanza — curva di — II 53. IV 14, IV 40, IV 42, IV 44, V 7.
Risonanza in parallelo II 43.
Risonanza in serie II 41.
Risonanza – surtensione di – II54
Rapporto di trasformazione II 8, IV 1.

Reattanza II 44.
Raddrizzatore di placca III 58.
Raddrizzatore di griglia III 57.
Raddrizzatore ad ossido di rame III 37.
Raddrizzatore al selenio III 37.
Raddrizzatore a secco III 37.
Raddrizzatore amplificat. III 58.
Raddrizzatore di MF V 34.
Rumore di fondo III 32.
Rumore di fondo — eliminazione del — III 32.
Radiogoniometria III 5.
Raddrizzamento ad una semionda III 34, 25, 27.
Raddrizzamento ad onda intera III 28, 31.
Raddrizzamento delle punte III 27.
Riscaldamento in serie III 35.
Riscaldamento in parallelo III 35.
Rivelatore a cristallo III 39.
Regolatore di larghezze di banda IV 48.
Regolatore del volume IV 34, V 36.
Rendimento IV 11.
Rivelatore primo — V 21.
Rivelatore secondo — V 21.
Regolazione automatica del volume ritardata V 37.
Regolazione all'indietro V 35.
Regolazione automatica del volume V 35.
Regolazione in avanti V 35.
Riproduzione del suono IV 44,

S

Strumento a ferro mobile I 49.
Strumento a bobina mobile I 47.
Strumento di misura I 3, 38, I 47, I 48.
Strumento registratore I 61.
Shunt I 50.
Statore I 14.
Selettività II 52, IV 14, IV 40, IV 42, IV 57, V 6, V 24.
Spazzola II 10.
Sfasamento II 33,
Survoltore II 21.
Spianamento III 22,
Selenio III 37.
Sinusoide II 14.
Schermaggio IV 53.
Sovraccarico IV 8.
Sintonizzazione fine automatica V 42.
Sintonizzazione a tasti V 46.
Sintonizzazione con una sola manopola V 48.
Sintonizzazione sensibile V 42.
Sintonizzazione a mano V 45.
Sensibilità V 39.
Slittamento di frequenza V 38.
Schermo fosforescente V 40.
Smorzamento II 50.
Supereterodina V 19, V 49.

T

Trimmer I 15, V 48,
Trimmer in serie V 52.
Tensione I 8, I 18,
Tensione efficace II 31.
Tensione indotte I 56.
Tensione di riscaldamento III 24.
Tensione ai morsetti I 24.
Tensione a vuoto I 26.
Tensione alternata I 57.
Tensione — caduta di — I 25. I 41.

Tensione — ventre di — II 60.
Tensione nodo di — II 60.
Tensione — divisore di — I 41.
Tensione alternata anod, III 43.
Tensione fondamentale di griglia V 34.
Tangente delta II 47.
Trasformatore II 15.
Trasformatore ad alta frequenza II 16, IV 16.
Trasformatore in aria II 16.
Trasformatore di alimentazione II 16.
Trasformatore di bassa frequenza II 16, IV 2.
Trasformatore di misura II 16.
Traslatore IV 2, IV 48.
Traslatore risonante IV 48.
Triodo III 40.
Terra III 1.
Trasmettitore ausiliario III 16.
Triodo-esodo V 30.
Tetrodo a griglia schermo III 54.
Trasmettitore III 3.
Trasmettitore pilota V 13.
Trasmettitore telegrafico V 14.
Trasmettitore radiofonico V 13.
Trasmettitore a macchina V 11.
Trasmettitore a più stadi V 13.
Trasmettitore a valvole V 11.
Torio III 25.
Tendenze a fischiare IV 56.
Telecomando V 47.

VZ

Valvola di regolazione IV 35.
Valvola a griglia schermo III 54.
Valvola a griglia di soppressione III 55.
Valvola a due griglie III 51.
Valvola a una griglia III 40.
Valvola a griglia a carica spaziale III 52.
Valvola ad amplificazione variabile IV 35.
Valvola di regolazione IV 35.
Valvola a griglia schermo III 54.
Valvole composte V 29.
Valvola finale IV 9.
Valvola di regolazione della sintonizzazione V 43.
Valvola convertitrice V 31.
Valvola con alimentazione in serie III 35.
Velocità angolare II 13.
Vettore II 55.
Velocità della luce III 6.
Vibratore I 46. II 20.
Volt I 9.
Voltmetro I 24, I 48.
Vuoto III 18.

W

Watt I 37.
Wattsecondo I 37.
Wolframio III 25.

PREZZO L. 550